

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-221675

(43)Date of publication of application : 18.08.1995

(51)Int.Cl.

H04B 1/707

H04B 1/10

H04L 27/10

(21)Application number : 06-145505

(71)Applicant : AZEYANAGI KATSUYOSHI
SUEHIRO NAOKI
TOYO COMMUN EQUIP CO LTD

(22)Date of filing : 03.06.1994

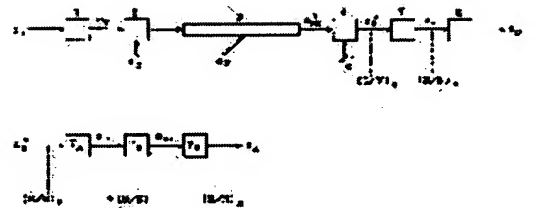
(72)Inventor : AZEYANAGI KATSUYOSHI
SUEHIRO NAOKI
NAITO TOSHIKATSU

(30)Priority

Priority number : 05340424 Priority date : 08.12.1993 Priority country : JP

(54) REARRANGEMENT SPREAD TYPE COMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

PURPOSE: To provide a communication system where an error characteristic is improved without lowering a frequency use ratio η .CONSTITUTION: In a communication system where a transmitter transmits either one signal AT_j ($j=1, 2, \dots, N$) of N signals as a transmission signal to a transmission line 3 after the signal is assigned to a frame composed of a certain time width, a receiver receives the sum of the component AR_j corresponding to the transmission signal and the noise eN added in the transmission line 3 and a demodulation deciding that the transmission signal is AT_j from the received signal is performed, the receiver is provided with the rearrangement spread part corresponding to each AT_j and N circuits 7 composed by an analysis decision part.

LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the
examiner's decision of rejection or application
converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of

rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-221675

(43) 公開日 平成7年(1995)8月18日

(51) Int. Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H04B 1/707				
1/10		L 9298-5K		
H04L 27/10		Z 9297-5K		
			H04J 13/00	D

審査請求 未請求 請求項の数15 F D (全28頁)

(21) 出願番号	特願平6-145505	(71) 出願人	592152484 畔柳 功芳 東京都東大和市桜が丘3-44-14
(22) 出願日	平成6年(1994)6月3日	(71) 出願人	593113846 末広 直樹 茨城県つくば市竹園3丁目6番305-103号
(31) 優先権主張番号	特願平5-340424	(71) 出願人	000003104 東洋通信機株式会社 神奈川県高座郡寒川町小谷2丁目1番1号
(32) 優先日	平5(1993)12月8日	(72) 発明者	畔柳 功芳 東京都東大和市桜が丘3-44-14
(33) 優先権主張国	日本 (J P)	(74) 代理人	弁理士 鈴木 均

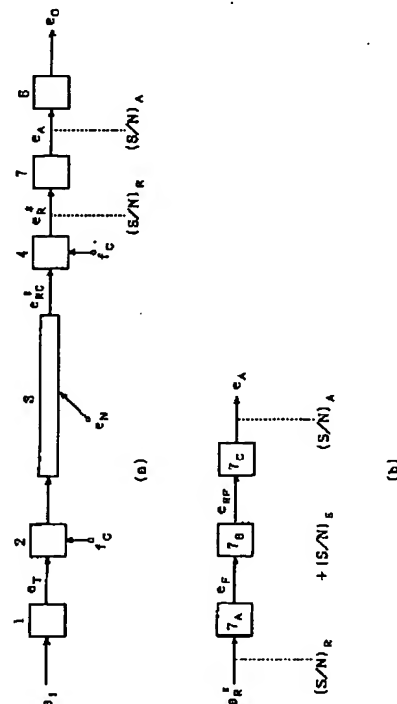
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 再配置拡散形通信方式

(57) 【要約】

【目的】 周波数利用効率 η を低下させることなく、誤り特性の向上を可能とした通信方式を提供することを目的とする。

【構成】 送信機がN個の信号の中の何れか1個の信号 AT_j ($j = 1, 2, \dots, N$) をある時間幅からなるフレームに割り当てた上で送信信号として伝送路に送出し、受信機は該送信信号に対応する成分 AR_j と伝送路で加わった雑音 e_N との和を受信し、受信した信号より送信信号が AT_j であることを判定するような復調を行う通信方式において、受信機に各 AT_j に対応する再配置拡散部と分析判定部により構成したN個の回路を具備せしめたものである。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信機はN個の信号の中の何れか1個の信号 A_{Tj} ($j=1, 2, \dots, N$) をある時間幅からなるフレームに割り当てた上で送信信号として伝送路に送出し、受信機は該送信信号に対応する成分 A_{Rj} と伝送路で加わった雑音 e_R との和を受信し、受信した信号より送信信号が A_{Tj} であることを判定するような復調を行う通信方式において、

受信機に各 A_{Tj} に対応する再配置拡散部と分析判定部により構成したN個の回路を具備せしめ、

前記再配置拡散部においては受信フレーム毎に受信信号の原標本値を採取し、該原標本値の中の送信信号対応成分 A_{Rj} の時間波形を保存し、且つ雑音 e_R の時間波形を変更するように、該原標本値をもとにして再配置先時間位置と再配置標本値を作成する時間位置変換処理を施すと共に、受信フレームの時間幅を拡大した拡大フレームを形成し、

前記分析判定部においては前記拡大フレームを、送信信号に係る成分 A_{Tj} 、 A_{Rj} をもとにして予め作成した相関系列を用いて分析することにより、送信信号が A_{Tj} であった場合のみに大出力を得るようにしたことを特徴とする再配置拡散形通信方式。

【請求項2】 受信信号の原標本値を採取した後、該原標本値の標本周期 T_s と受信した送信信号対応成分 A_{Rj} の占有帯域とにより決定される標本化関数を用いて、隣接する2個の原標本値の間の補間標本値を計算により求め、該補間標本値を原標本値に加えた後に時間位置変換処理を施すようにしたことを特徴とする請求項1記載の再配置拡散形通信方式。

【請求項3】 送信信号対応成分 A_{Rj} の波形の振幅が i ($i=1, 2, \dots, M$) 絶対値 番目の等レベル V_i となる点に対応する受信フレーム上の N_i 個の標本値からなる原系列 S_{i0} の標本値をもとにして、 S_{i0} のある標本値を S_{i0} の他の標本値の時間位置に移す時間位置再配置変換処理を施すことにより、無変換の場合も含めて互いに再配置パターンの異なる k ($k=1, 2, \dots, N_s$) 番目の変換等レベル系列 S_{ik} を得、 A_{Rj} が変化しないように、 S_{i1k} 、 S_{i2k} 、 \dots 、 S_{iN_kk} を配置することにより再配置フレーム系列 S_k を得、 k の異なる S_k を順次配列することによって受信フレーム長の N_s 倍の長さの拡大フレームの標本値系列を得るようにしたことを特徴とする請求項1又は2記載の再配置拡散形通信方式。

【請求項4】 前記再配置拡散部が、受信フレーム周期毎の受信信号の原標本値を、他の標本点に移すことにより変換系列の標本値を作成する過程において、周波数 f の送信正弦波信号に対応する受信側正弦波信号の原標本系列の時刻 t_i に対応する位相角点 θ_i ($=2\pi f t_i$) の原標本値 $a_i = \cos \theta_i$ と θ_{ab} ラジアン遅れた位相角点 $\theta'_i = \theta_i - \theta_{ab}$ ($=2\pi f t'_i$) の原標本値 $b_i = \cos \theta'_i$ とを用いて、同様な再配置先位相角点

の組 $\theta_i = \theta_i + \Delta\theta = 2\pi f t_i$ 、 $\theta'_i = \theta_i - \theta_{ab} = 2\pi f t'_i$ に対応する変換標本値 $a_i = \cos \theta_i$ と $b_i = \cos \theta'_i$ を求める関数変換の手法を用いて、一般に任意時刻(t_i 、 t'_i)の原標本値(a_i 、 b_i)を任意の再配置先時刻(t_i 、 t'_i)の変換標本値(a_i' 、 b_i')に変換して、該時刻(t_i 、 t'_i)に配列する方法により、送信正弦波信号の波形を変化させることなく、原フレームの受信標本値系列と異なる変換系列を得、このような互いに異なる変換系列からなるフレームを用いて拡大フレームを作ることとを特徴とする請求項3記載の再配置拡散形通信方式。

【請求項5】 受信した信号のうち送信信号 A_{Tj} に対応する成分 A_{Rj} のみが主として通過し、その他の成分を除去するフィルタ手段と該フィルタ手段の出力に対し再配置拡散処理を施すことによって、複数フレーム配列することにより拡大フレームを得るようにしたことを特徴とする請求項1記載の再配置拡散形通信方式。

【請求項6】 送信信号 A_{Tj} が正弦波であって、1フレームに含まれるサイクル数 X が非整数の場合に、受信フレーム内の一部の標本値を重複して用いる、または一部の標本値を削除することにより、整数倍のサイクルを含むようにした伸張または縮小フレームを構成した上で前記再配置拡散部に入力せしめたことを特徴とする請求項1乃至5記載の再配置拡散形通信方式。

【請求項7】 前記再配置拡散部の出力を、送信信号 A_{Tj} に対応する成分のみが主として通過し、その他の成分を除去するフィルタ手段に印加し、その出力を前記再配置拡散部と同様な機能をもつ第2の再配置拡散部に印加し、該第2再配置拡散部の出力を前記フィルタ手段と同様な機能をもつ第2のフィルタ手段に印加することを複数回繰返して得た出力を前記分析判定部に印加するようにしたことを特徴とする請求項1乃至6記載の再配置拡散形通信方式。

【請求項8】 雑音成分を含む受信フレーム信号($A_R + e_R$)の原標本値をもとに再配置拡散した再配置拡散フレームを構成する過程において、($A_R + e_R$)を予め k ($=1, 2, \dots, N_T$) 番目の位相シフト・フィルタに加え、 A_R と e_R に夫々遅延時間 τ_{Rk} と τ_{ek} を与え、 A_R に対する遅延時間が k に関係なく一定値 τ_c となるように、 $A_R + e_R$ の両者に補正遅延 τ_{Ak} ($=\tau_c - \tau_{Rk}$)を加えて補正した出力標本値系列からなる k 番目の遅延分散フレームを構成し、一般に相対遅延 $\Delta\tau_k = \tau_{Rk} - \tau_{ek}$ を、 k の値により異なる値に選び、該遅延分散拡散フレームの複数個を用いて拡大フレームを構成し、該拡大フレームの任意の時間位置の標本値を該受信信号の時間波形を保存する条件の下に、該拡大フレームの他の時間位置に再配置したものを前記分析判定部に印加するようにしたことを特徴とする請求項1乃至7記載の再配置拡散形通信方式。

【請求項9】 受信フレームを複数個の時間領域 S_i

($i=1, 2 \dots$) に分割したものを前記原標本値とし、領域 S_i の標本値に振幅変換、極性反転、時間軸反転処理を施して、 i の異なる他の領域 S_i' の標本値に変換し該変換標本値を領域 S_i' の時間位置に配置することにより再配置フレームを作り、変換パターンの異なる同様な再配置フレームを複数個作り、これらを用いて拡大フレームを作成することを特徴とする請求項 1 記載の再配置拡散形通信方式。

【請求項 1 0】 前記拡大フレームの標本値系列に対し前記分析判定部に於いて D F T (拡散フーリエ変換) 分析を施し、前記 D F T 出力のうち送信信号が A_{T_i} に対応する送信対応周波数成分の出力と伝送過程で混入した雑音に対応する周波数成分のうち送信対応周波数と同じ周波数を有する雑音成分との比をもとに送信信号が A_{T_i} であると判定するようにしたことを特徴とする請求項 1 乃至 9 記載の再配置拡散形通信方式。

【請求項 1 1】 離散情報を所定の変調方式により変調した信号を伝送する通信方式の受信側復調回路において、検出すべき受信信号が等振幅かつ単一周波数の正弦波からなるフレーム信号に変換されるような、振幅軸上あるいは時間軸上の変換処理を、雑音を含む入来信号の標本値に対して施した後、再配置拡散処理及び分析判定処理を行なうことを特徴とする請求項 1 乃至 1 0 記載の再配置拡散形通信方式。

【請求項 1 2】 時間波形の異なる複数個の送信信号 A_{T_i} を同時にまたは時間をシフトさせて送信機より伝送路に送出することにより、単位時間当たり多ビットの離散情報の伝送を可能にしたことを特徴とする請求項 1 乃至 1 1 記載の再配置拡散形通信方式。

【請求項 1 3】 離散情報を時間波形に対応させ、該時間波形に拡散符号系列を乗じて送信し、受信信号に上記拡散符号系列を乗じて逆拡散するスペクトル拡散 (S S) 通信方式において、前記逆拡散した信号より原標本値を採取し、これをもとに再配置変換処理及び拡大フレームの作成を行うよう構成したことを特徴とする請求項 1 乃至 1 2 記載の再配置拡散形通信方式。

【請求項 1 4】 離散情報を所定の変調により伝送する通信方式の受信復調回路に於いて、繰り返し周期が $T_i = 1 / f_i$ の目的波形を含む受信信号より標本値を取り出し、必要ならば再配置変換処理あるいはフィルタによる処理を施した後、標本値に対して振幅軸上又は時間軸上の非線形処理を施すことにより、波形を特別の波形に変形し、その結果 f_i の整数倍の周波数成分 $k f_i$ ($k = 1, 2 \dots$) を生成し、その出力中の雑音成分をこの非線形処理により $k f_i$ とは一致しない周波数領域に広く拡散せしめ、これらの出力を必要ならば再配置変換処理を施した後、分析部に加えて目的の波形を識別するようにしたことを特徴とする請求項 1 乃至 1 3 記載の再配置拡散形通信方式。

【請求項 1 5】 前記拡大フレームを構成する過程にお

いて、拡大フレーム内の任意の時間位置の標本値を受信信号 A_{R_i} の波形を保存する条件の下に該拡大フレーム内の他の時間位置に再配置する処理を行なうことを特徴とする請求項 1 記載の再配置拡散形通信方式。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【産業上の利用分野】 本発明は信号の受信方式、殊に、通信システムにおいて伝送中に送信信号へ混入した雑音成分を拡散せしめることによって、高い S/N 比の下で所望の周波数成分を得ることにより情報を検出する再配置拡散形通信方式に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】 従来のディジタル変復調通信方式の構成図を図 1 に示す。1 は送信機のベースバンド変調器、2 は搬送波 (無線周波数) による終段変調器、3 は伝送路 (有線、無線)、4 は受信機の初段復調回路、5 はベースバンド復調器、6 は論理値判定回路、 e_i は送信すべき 2 値情報 (多値情報の場合も含む)、 e_i はベースバンド送信信号、 e_{T_c} は搬送波帯域送信信号、 e_R は伝送路で混入する雑音、 e_{R_c} は搬送波帯域受信信号、 e_R はベースバンド受信信号、 e_D は復調信号、 e は受信判定出力 (2 値情報)、 f_c 、 f_c' は搬送波帯域変復調過程で用いる搬送波、 $(S/N)_R$ 、 $(S/N)_D$ は受信 S/N 比、復調出力 S/N 比である。送信機のベースバンド変調器 1 において e_i により例えば周波数変調を行ってベースバンド被変調波 e_i を得る。 e_i は終段変調器 2 において f_c を変調することにより出力が e_{T_c} となり、これが伝送路 3 に送出され、伝送過程で e_{T_c} は通常減衰すると共に e_N が付加されて、 $e_{R_c}' (= e_{R_c} + e_N)$ となる。 e_{R_c} は初段復調回路 4 において受信側の局部搬送波 f_c' ($= f_c$) により復調されて雑音を含む、ベースバンド信号 e_R' ($= e_R + e_N$) となり、 e_R はベースバンド復調器 5 に加えられる。ベースバンド復調器 5 において e_R はベースバンド復調され e_D となる。 e_D は送信情報 e_i に e_N が加わった信号である。この e_D のレベルが初段復調回路 4 においてしきい値 e_{th} と比較され、2 値論理値が判定され、その結果が e となる。 e_i と e_D が一致する場合誤りがなく、不一致ならば誤り判定となる。ここで、受信点における S/N 比 $(S/N)_R$ は伝送路長や雑音環境などにより定まる値であり、復調出力の判定 S/N 比 $(S/N)_D$ は変復調方式に依存する値で、判定回路出力 e の誤り率に直接影響する重要な方式評価要素である。(終段復調器 2 と初段復調回路 4 には中間周波数段の増幅・変調機能も含まれることもあるがここではその説明を省略した。) 上述のベースバンド変調方式としては、通常 A S K (振幅変調)、F S K (周波数変調)、P S K (位相変調) が用いられる。また、Q P S K (4 相位変調) や Q A M (直交振幅変調) を用いると、1 個の情報で多値伝送が実現できる。A S K の場合は、 $(S/N)_D$ と $(S/N)_R$

$N)$ は等しいが、FSK、PSK、QPSK、QAMでは、 e_1 のビットレート f_b に比し伝送路の専有帯域 B を広くとることにより、 $(S/N)_0$ を $(S/N)_1$ より増大できる。したがって、誤り率も改善できる。

$$\eta = f_b / B$$

が低下すると云う欠点があった。ここで、図2(a)に図1で説明した信号 e_1 、 e_7 、 e_8 の一例を示す。この例はFSKを用いた場合である。FSKでは2値論理値"1"、"0"の系列に2個の周波数 f_1 、 f_0 を対応させる。 T_0 はフレーム周期で、1個の送信情報の占有時間である。ここでは簡単のため伝送路の歪と雑音を無視し、 $e_8 = e_7$ として示した。以下の説明においても、雑音は別途加えて、その影響を調べる。また歪の影響は受信機に等化機能を内蔵すれば除けるので、ここではその説明は省略する。

【0004】図3はスペクトル拡散技術を用いた従来のデジタル変復調通信方式の構成図である。図1のベースバンド変調器1の部分から構成され、5の部分から構成されている。1は拡散変調回路、1は図1の1と同じベースバンド変調器、5は図1の5と同じベースバンド復調回路、5は逆拡散復調回路、 $[M]$ 、 $[M']$ は拡散符号で互いに等しい符号系列である。また e_{1s} は被拡散信号、 e_{5s} は復調被拡散信号である。図2(b)は図3の各部の時間波形である。図3の方式は2値情報 e_1 を拡散符号 $[M]$ に

$$G_p = 10 \log_{10} N_1$$

だけ向上し誤り率もそれだけ低下する。

【0007】しかしながら、伝送路帯域 B は図1の場合に比し、さらに N_1 倍になると云う欠点を有する。上述のように、長い伝送距離や、低い送信電力により劣悪な雑音環境下で情報を伝送する場合、誤り率の低下を防ぐために、従来技術では何れも、伝送路帯域 B を増大させる必要があった。これは周波数利用効率 η を低下させる欠点をもっていた。

【0008】

【発明の目的】本発明は上述した如き従来の通信方式の欠点を除去するためになされたものであって、周波数利用効率 η を低下させることなく、誤り特性の向上を可能とした通信方式を提供することを目的とする。

【0009】

【発明の概要】上述の目的を達成するため本発明は、送信機が N 個の信号の中の何れか1個の信号 A_{1j} ($j = 1, 2, \dots, N$) をある時間幅からなるフレームに割り当てた上で送信信号として伝送路に送出し、受信機は該送信信号に対応する成分 A_{1j} と伝送路で加わった雑音 e_8 との和を受信し、受信した信号より送信信号が A_{1j} であることを判定するような復調を行う通信方式において、受信機に各 A_{1j} に対応する再配置拡散部と分析判定部により構成した N 個の回路を具備せしめ、前記再配置拡散部においては受信フレーム毎に受信信号の原標本値を採取

【0003】しかしながら、この誤り特性の向上は伝送路上の広い周波帯域を用いることにより達成されるので、周波数利用効率

(1)

より拡散した後送出する。1個の情報を伝送する時間長をフレームとし、1フレームに1個の拡散符号を送る。具体的には"1"、"0"に対応して、拡散符号 $[M]$ とその反転符号である

【0005】

【外1】

$[M]$

を送る（なお、図面を除く明細書中ではこの $[M]$ の反転符号を以下 $[M]'$ と表現する。）。これは直接拡散形スペクトル拡散方式と呼ばれる。（この他に、周波数ホップ形スペクトル拡散方式もあるが、ここではその説明を省略する） M の符号長を N_1 とするとき、 e_{1s} のクロックレート f_{1s} は、 $f_{1s} = N_1 f_b$ となる。

【0006】したがって、 e_{1s} に例えばFSKを施した送信信号 e_7 の占有帯域は、 f_{1s} よりさらに増大する。この方式では、受信側で得られる復調後の S/N は図1の $(S/N)_0$ に等しいが、 5_1 による逆拡散後の値 $(S/N)_1$ は $(S/N)_0$ より下式の符号拡散処理利得

(3)

し、該原標本値の中の送信信号対応成分 A_{1j} の時間波形を保存し、且つ雑音 e_8 の時間波形を変更するように、該原標本値をもとにして再配置先時間位置と再配置標本値を作成する時間位置変換処理を施すと共に、受信フレームの時間幅を拡大した拡大フレームを形成し、前記分析判定部においては前記拡大フレームを、送信信号に係る成分 A_{1j} 、 A_{1j}' をもとにして予め作成した相関系列を用いて分析することにより、送信信号が A_{1j} であった場合にのみ大出力を得るようにしたことを特徴とする再配置拡散形通信方式に関する。

【0010】

【実施例】以下、本発明を実施例として示す図面に基づいて詳細に説明する。

1. FSK-DFT分析方式

1.1 波形単位再配置方式

図4(a)は本発明の一実施例の構成を示す図であり、1、2、3、4、6は図1と同じ機能を有する。7は再配置拡散処理回路（再配置復調回路）で、図1の5とは異なる機能を有し、本発明を特徴づける主要機能を実現する部分である。図4(b)は7の詳細構成図であり、7aは標本化回路、7bは標本値再配置・拡大フレーム生成回路（変換回路）、7cは特徴分析回路である。

【0011】図5は図4の補助説明図である。いま、図2に示すように2値情報"1"、"0"を周波数 f_1

($i=1, 0$)の正弦波形 $e_i(f_i)$ 、 $e_i(f_0)$ に対応づけて送信したとしよう。以下正弦波の周波数の一般表示を f_i とし、 f_i または f_0 の値をとる。図5は時間波形で、 $e_i(f_i)$ の例を示す。ここでは、1フレーム周期 T_0 の中に f_i の4サイクルが含まれる場合($f_i=4f_0$ 、 $f_0=1/T_0$)を示す。ここで、搬送波 f_c の周波数と位相、さらにフレーム周期 T_0 の位相(時間位置)を受信機は予め識別している必要がある。この目的には周知の搬送波再生技術、フレーム同期

$$e_r = e_i(f_i) = A \sin 2\pi f_i t \quad (0 \leq t < T_0) \quad (3)$$

$$e_{x*} = e_i(f_i) + e_x = e_{x0} + e_x \quad (4)$$

としよう。ここでは、伝送過程の減衰や歪は等化技術により補正できるので簡単のため無視し、その代わりに信

$$e_x = e_r = e_i(f_i)$$

いま理解し易いように雑音 e_x として単一周波数の正弦波の場合を考え $e_x = A \sin 2\pi f_x t \quad (0 \leq t < T_0)$ としよう。また、図5には $f_x = f_0$ の場合の例を示す。

$$f_s \gg f_i, f_0$$

とする。1フレーム分の標本値 $e_r (= e_i(f_i) + e_x)$ が 7_0 に送られる。 7_0 の中の"1"変換回路は、 e_r に対し図5に示すような再配置処理を施す。すなわち、 $e_i(f_i)$ の4個のサイクルを領域ABCDとすると、この波形領域単位で配列順序を変更しても $e_i(f_i)$ は不変である。しかし、このフレームに含まれる雑音波形が f_i と合致しない場合、それは影響を受け、原雑音波形が変わる。図5は $f_x = f_0$ の場合の例であり、

第1フレームの領域順序: A、B、C、D $\rightarrow e_{x0}$

第2フレームの領域順序: B、D、C、A $\rightarrow e_{x1}$

第3フレームの領域順序: B、A、A、C $\rightarrow e_{x2}$

第4フレームの領域順序: C'、D、B、A $\rightarrow e_{x3}$

とした場合の雑音波形のみを $e_{x0} \sim e_{x3}$ として示し、それらの連続配置を拡大フレーム信号 e_{xr} として図示した。実際にはこれに送信波形 $e_i(f_i)$ の4周期分が e_{xr} に重量される。

【0014】拡大フレームの中の第1フレームは、図の場合入来した原フレーム e_{x0} であるが、この代わりに再配置フレーム、例えば e_{x0}' を用いることもできる。第3フレームの順序の中には、Aの領域が2回現れている。あるフレームを構成する場合に、原波形の領域標本値を一般に0~複数回用いることができる。また第4フレームの順序の中には、

【0015】

$$N_i = N_x \quad N_{i0} = N_x \quad f_s / f_0 \quad (7)$$

$$\Delta f_x = f_0 / N_x \quad (8)$$

ゆえに、理想的に一樣な拡散が行われたとすれば、入来雑音電力は $1/N_i$ に分散するはずである。しかし、完全に一樣な分散は難しく、実際にはある周波数帯域に若

$$(S/N)_x = (S/N)_1 + (S/N)_2 \quad (9)$$

技術を用いて対処できるので、以下の説明では、このような同期が確保されていることを前提に説明を進める。ただし、本発明は、同期技術にも応用しうるもので、その点については後述する。

【0012】このようなFSK送信に対し、 7_0 は f_i と f_0 を検出する2個の変換回路を準備する。ここでは f_i 用変換回路について説明する送信波形 e_r に対応する受信波形を e_x とする。そして e_{x*} は雑音 e_x を含む受信波形で、"1"に対応して、

号と同等の電力の雑音加わる場合を考える。したがって、一般的に次式で表わされる。

$$(5)$$

【0013】図4(b)の 7_A は、復調入力 e_{x*} を1フレームに亘り標本化する。その標本化レート f_s は f_0 で行うDFT分析の精度を十分高く保ちうるよう、通常

$$(6)$$

【外2】

\bar{C}^*

(以下、図面を除く明細書中では、この符号を C' と表現する)が存在する。これは、領域Cの標本値の極性を反転し、時間的順序を逆転した操作を示す。この操作を施しても、 $e_i(f_i)$ の波形は不変に保たれる。(なお、このような領域分割には、分割数の増大、異なる大きさの領域の作製などの手法が採用できる。さらに各領域の標本値に対し、4項で後述する振幅軸変換の方法も採用できる。)すなわち、この処理は識別しようとする信号波の波形を変えず(信号保存)、雑音波形のみを変化(雑音拡散)させる手段である。

【0016】図6は図4(b)の 7_A の中の"0"変換回路で行う再配置処理の説明図である。雑音はこのような時間波形の変化を受けるので、当然その周波数スペクトルは拡散する。図7に $f_x = 5.1 f_0$ の場合の e_{xr} の時間波形を示す。また図8に図7の波形をDFT分析した拡散スペクトルを示す。図5の例では、入来した1フレーム分の原信号をもとに4個のフレームに拡大したので、この拡大周期 $4T_0$ に対応して、図4の 7_c のDFT分析の出力は $(f_0/4)$ 刻みで、最大 f_s までスペクトルが拡散する。したがって、1フレームの標本点を $N_{i0} = f_s / f_0$ とし、拡大フレームと原フレームの比を一般に N_x とすれば、スペクトルの発生源の数 N_i とDFT分析出力の周波数間隔 Δf_x 次式で与えられる。

干集中する。

【0017】これから図4の 7_c の出力 e_x のSN比は次式で与えられる。

$$(S/N)_E = 10 \log_{10} (\alpha N_f)$$

$$(10)$$

$$\alpha = m / (m + \sigma)$$

$$(11)$$

式 (10) の $(S/N)_E$ が本発明の方式による SN 改善量である。ここで m は N_f 個のスペクトルに分散し

$$m = P_N / N_f$$

σ は各拡散スペクトルの電力の標準偏差である。したがって、 $\sigma = 0$ なる一様分散のときに、最大の $(S/N)_E$ が得られる。

【0018】なお、 $N_E = 1$ とすれば、従来の方式であり、たとえ N_f を大きくしても $(S/N)_E = 0$ dB となる。すなわちこれは、 $\alpha = 1/N_f$ に相当する。また、 f_s のみを単純に増すと N_f は増すが α が減少し、 $(S/N)_E$ は増大しない。この理由を以下に説明しよう。図 9 は、信号及び雑音成分を再配置拡散した信号 e_{sf} の DFT による分析出力電力のモデル化した特性である。情報 "1" に対応する信号成分 f_1 及び f_1' ($= f_s - f_1$) の点と拡大フレーム周期に対応して、 (f_s/N_E) 毎の点にスペクトル成分 f_1^1, f_1^2, f_1^3 が発生する。W と W' は雑音にもとづく電力成分の包絡線である。再配置により作成したフレーム相互間に相関が強く残る場合は、同図 (a) のように電力のない部分が残る α は小となる。しかし、再配置を十分ランダムに行なうと同図 (b)、(c) のようにすべての成分に出力が生ずる。

【0019】周波数軸上の $[F_+]$ $[F_-]$ は正、負の周波数領域を示し、DFT 分析を行うと、正確には負の周波数領域に発生する成分が f_s の左側に発生する。正

$$f_{\max} \approx (\gamma/\tau) + f_s$$

$$\gamma = 0.5 \sim 1$$

となり、図 5 の場合は、 $\tau = T_f/4$ とすれば ($\gamma f_s + f_s$) で与えられ、 $\gamma = 1$ としても $f_{\max} = 5 f_s$ となり $N_E = 1$ の場合に一致する。ここで、図 5 における $\tau = 1/f$ の場合の数は少なく、その効果は十分表われないことになる。事実、図 5 に対応するスペクトルを示す図 8 をみると、 $f_{\max} \approx 20 f_s$ である。

$$f_{\max} \approx (\gamma f_s + f_s)$$

となり、 $\gamma = 0.5$ としても、W と W' は図 9 (b) に示すように若干重複する。また、 $\gamma = 1$ とすれば図 9

(c) に示すように W は大略 $0 \sim f_s$ の領域に広がり、W は W' と全領域で重複し極めて強い拡散が実現できる。このように標本値単位の再配置で十分ランダム化できたとすれば式 (10) において、 $\alpha \rightarrow 1$ となり、 N_f に対応する強力な雑音拡散が出来る。従来方式 ($N_E = 1$) で受信信号を DFT 分析したとすれば、雑音の存在

$$\Delta(S/N) = 10 \log_{10} \left(\frac{N_f}{N_{f0}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{N_E f_s}{3 f_D} \right)$$

$$(17)$$

となる。上式は理想モデルであるが、 N_E と f_s の増大により限りなく (S/N) 比の改善向上を実現できる所に特徴がある。

たときの各スペクトル成分の電力の平均値で、雑音電力を P_N とすれば次式で与えられる。

$$(12)$$

負周波数領域の電力スペクトルは互いに等しいので、 f_1 と f_1' 及び W と W' は $f_s/2$ の点に関して対称となる。送信信号や雑音には直流成分がないので W の直流成分は通常 0 と考えてよい。一方、W の上限 f_{\max} の値は、標本点相互間のレベル変化に依存する。すなわち、図 5 に示す e_{sf} の波形に対応する。一般に f_{\max} が高い程、 m は低くなり、拡散が強化される。 f_1 の原波形

【図 5】の主要周波数成分は $(f_1 \pm f_s)$ に帯域を制限する濾波器を前置すれば、その他の周波数帯域の雑音を除去できる。したがって、 $N_E = 1$ の場合は f_{\max} は $(f_1 + f_s)$ となる。いま、図 4 (b) の T_f で行う標本点再配置による急激な波形変化の最小時間幅を τ としよう。図 5 の例は、 $\tau = T_f/4$ と $\pi = 1/f$ の両者が混在している。後者は領域の境界で生ずる大きな遷移に対応する。一般に τ 秒毎に時間波形の遷移がある場合、これにもとづく実効周波数帯域 F_r は次式で与えられる。

$$\tau F_r \geq 0.5$$

$$(13)$$

實際上、右辺は 0.5 ~ 1 と仮定してよい。

【0020】上述の関係に加えて、フレーム周期 T_f 毎に発生する送信情報による波形変化 (変調) の効果も考慮すると、上式から

$$(14)$$

$$(15)$$

【0021】しかし、もし、 $\tau = f_s$ の場合の発生頻度を高めることができれば、 f_{\max} を増大でき拡散を強化できる。いま、1 個の標本点を単位として、時間波形の遷移が高い頻度で発生するような再配置を行ったとすれば、

$$(16)$$

しうる周波数は f_s 毎の離散値となり、その受信帯域を $(f_1 \pm f_s)$ の範囲に限定すると仮定すれば雑音の発生点の数 N_f は高々 3 個である。本発明の方式では、雑音の発生点の数は式 (7) の N_f になる。これから、従来の FSK 方式に比較して本発明の方式の SN 改善量は、

$$[0022]$$

$$[数 1]$$

【0023】1. 2 等レベル点再配置方式

送信信号の標本値の絶対値が互いに等しい標本点相互間で再配置を行っても、信号波形は不変に保つことができ

る。図10は正弦波の等レベル点とその再配置例を示す。(a)は送信信号 e_i (f_i)と同じ受信信号 e_k ($f_k = 4f_i$)、(b)の e_{k1} は e_k の1サイクル分を示す。 a_i ($i=1, 2, 3, 4$)は e_{k1} の等絶対値レベル v_k に属する標本点でグループ G_a を構成する。 b_i は同様な等レベル点 v_k に属する標本点で G_b を構成する。(c)の e_{k1}' は、同一グループ内の標本値置換の例であり、 v_k と $-v_k$ に属する標本点相互の変換に対しては極性を反転し、 $a_i \rightarrow a_i'$ として再配置する(絶対値等レベル点の代わりに等レベル点を用いてもよいが、それだけ再配置先が限定される)、この方法は、信号波形を不変に保つが、各標本点に重量して存在する雑音波形 e_n に大きな変化を与え、その周波数成分 f_n

(a)

		x			
y	j	1	2	3	4
	i				
①	1	1	2	3	4
②	2	2	4	1	3
③	3	3	1	4	2
④	4	4	3	2	1

$N_L = 4, N_{DFT} = 5$

これは N_{DFT} 次DFT行列の指数部で、 N_L 列 $\times N_L$ 行からなり($N_L = N_{DFT} - 1$)、 N_{DFT} が素数のときに、 j 行目の y_j 配列は互いに完全に異なる組合せとなる表1(a)は $N_{DFT} = 5$ の場合を示す。この表を用いて、 y_j ($a_i \rightarrow x_{ij}$)、 y_j' ($b_i \rightarrow x_{ij}'$)なる変換を施して、新しいフレームを作ることができる。表には、極性変換を

$$N_L = 4N_c$$

$$N_{DFT} = 4N_c + 1$$

となる。これから $4N_c$ 個の互いに異なる y_j の配列ができる。表1(b)には、 $N_c = 4$ に対する配列例を示す

$$N_c = f_s / (4f_i)$$

1個の再配置フレームを作る場合、 N_c 個のグループの各々に、出来るだけ異なる行配列 y_j を与えて再配置を行うことにより、ランダムな変換を実現できる。

【0028】次に、図10(a)の正弦波信号 e_k の変換回路を表1(b)の再配置手法を用いて作り、 e_k に重量されている雑音 e_n に対する拡散効果を調べよう。まず、方式パラメータを次のように定める。

(a) $f_i = 4f_0$ 、 $f_s = 112f_0$ 、 $N_c = 4$ 、標本

を他の複数の周波数成分に分散させるので、その電力スペクトルのピーク値は減少する。これを拡散効果と称する。なお、 a_i の極性を判定した状態を表す符号として上記に示した a_i' は、正確には、

$$\{0024\}$$

$$\{\text{外}3\}$$

\bar{a}_i

と表現すべきであるが、ここでは使用可能な符号の制限から a_i' と表現する(明細書中のみ)。

10 【0025】ここで、ランダムな配置変換系列の1つの手法を表1に示す。

$$\{0026\}$$

$$\{\text{表}1\}$$

(b)

		x				
y	j	1	2	3	...	16
	i					
①	1	1	2	3		16
②	2	2	4	6		
③	3					
④	4					
⑤	5	14	15	17		

【外4】

\bar{x}_{ij}

(以下、図面を除く明細書中では、 X_{ij}' と表現する)で表示した。図10(c)の a_i 、 b_i は表1における $j=②$ 、 $③$ の行をそれぞれ用いて変換した例を示す。

30 e_k における等絶対値レベル点の数 N_L とDFTのサイズ N_{DFT} は、 T_0 内の信号のサイクル数 N_c に対応して、

$$(18)$$

$$(19)$$

す。一方、 v_k 、 $-v_k$ などの等絶対値レベル点をもつグループの数 N_g は次式で与えられる。

$$(20)$$

点総数 $112=448$ これから、次のパラメータが導かれる。

40 (b) $N_c = 4$ 、 $N_L = 16$ 、 $N_g = 8$

この場合に対する4個の再配置フレーム F_k ($k=1, 2, 3, 4$)の構成例を表2に示す。

$$\{0029\}$$

$$\{\text{表}2\}$$

		G							
F	K \ g	1	2	3	4	5	6	7	8
		1	2	3	4	5	6	7	8
	1	①	⑤	⑨	⑬	①	⑤	⑨	⑬
	2	②	⑥	⑩	⑭	②	⑥	⑩	⑭
	3	③	⑦	⑪	⑮	③	⑦	⑪	⑮
	4	④	⑧	⑫	⑯	④	⑧	⑫	⑯

$$N_L = 16, N_G = 8$$

ここで、表 2 の y_i [①、②、・・・○で示されている] は表 1 (b) の値を用いる。この場合、 $f_i = 4 f_0$ で再配置アルゴリズムを作って、入力として、 e_i ($f_i = 4 f_0$)、 e_k ($f_k = 3.5 f_0$ 、 $3.75 f_0$) に対するコンピュータ・シミュレーションの結果を図 1 1 乃至 1 3 に示す。この場合は、再配置による波形変化の最小間隔は $\tau = T_s = 1/f_s$ であり、その頻度も高いので e_k の電力は ($f_0/4$) 刻みに、 $0 \sim f_s$ に亘り図のように拡散する。図 1 3 の SN 比の増分は式 (1 0) に於いて $(S/N)_s > 13 \text{ dB}$ となり、著しく SN 特性を向上する。図 1 2 では f_k が f_i に近接しているため f_i 成分が残っているが N_G を増大することにより減少せしめることができる。また後述する 5 項の方法により改善することも可能である。

【0 0 3 0】 1. 3 関数変換方式

$$A e^{j\theta_2} = A e^{j(\theta_1 + \Delta\theta)}$$

(21)

$$A e^{j\theta_1} = A (\cos \theta_1 + j \sin \theta_1) = a_1 + j b_1$$

(22)

$$A e^{j\theta_2} = A (\cos \theta_2 + j \sin \theta_2) = a_2 + j b_2$$

(23)

$$A e^{j\Delta\theta} = A (\cos \Delta\theta + j \sin \Delta\theta) = c + j d$$

(24)

これらの関係式から、式 (23) の値に対応する変換値に

$$a_1' = a_1 c - b_1 d$$

$$b_1' = a_1 d + b_1 c$$

$$b_1 = A \sin \theta_1 = A \cos (\theta_1 - \pi/2)$$

(25)

(26)

(27)

が得られる。すなわち、図 1 4 に示す 2 個の原フレームの標本値 (a_1 、 b_1) から、位相差に対応する複素数 (c 、 d) を用いて再配置先の変換標本値 (a_1' 、 b_1') が得られる。 b_1 は ($\theta_1 + \pi/2$) の位置の標本値となる。簡単のために、(a_1 、 b_1) と (c 、 d) から a_1' のみを求め、(b_1' をとくに利用せず)、これを変換 ($a_1 \rightarrow a_1'$) と考えても良い。この方法により、 t_1 における標本値を任意の時刻 t_2 の

$$N_L = f_s / f_0$$

したがって、互いに構成要素の全てが異なる配置パターンの数は $(N_L + 1)$ が素数の場合、 N_L 個となる。こ

1. 2 項の方式では配置変更のできる標本点には等絶対値レベルという制約がある。この制約は特性向上を阻む要素である。ここでは、任意の標本点相互間の配置変更を可能とする方式について説明する。図 1 4 は受信信号波形 $e_k(t)$ を示す。いま、時刻 t_1 、 t_2 を変換すべき信号の位相角 $\theta_1 = 2\pi f t_1$ 、 $\theta_2 = 2\pi f t_2$ で表現し、これらの点における標本値を $a_1 = A \cos \theta_1$ 、 $a_2 = A \cos \theta_2$ 、 $\theta_2 = \theta_1 + \Delta\theta$ とする。しかるとき、 e_k の波形を保存して変換するには、ここで複素正弦波による変換を

【数 2】

$$(e^{j\theta_1} \rightarrow e^{j\theta_2})$$

を考えると、次式が成り立つ。

【0 0 3 1】

【数 3】

ダッシュをつけて示すと、

$$a_1' = a_1 c - b_1 d$$

$$b_1' = a_1 d + b_1 c$$

$$b_1 = A \sin \theta_1 = A \cos (\theta_1 - \pi/2)$$

(25)

(26)

(27)

40 標本値に変換して、時間位置を移動させることができる。

【0 0 3 2】 上記方法を用いると、互いに異なる再配置パターンの製作に当り、設計自由度が極めて大きくなり、拡散効果を高めることができる。本方式は、前述の (b) 項の方式において $N_G = 1$ の場合に相当し、自由に置換しうる標本点の数 N_L は次式で与えられる。

$$(28)$$

れから高い拡散効率を保ちつつ (α の値を高く保ちつつ) 拡大できるフレーム数を N_G^* として定義すると、

15

$$N_g \approx N_L$$

となるので、式(7)の N_g に上式の $N_g \approx$ を代入して得

$$N_f \approx N_g \cdot f_s / f_0 = (f_s / f_0)^2 \quad (30)$$

$N_f \approx$ は、 α の値を高く保つ制約の下に拡大フレームを作ったときの総標本点数であり、これと式(10)から次式

$$(S/N) \approx 10 \log_{10} (\alpha N_f \approx) = 10 \log_{10} [\alpha (f_s / f_0)^2] \quad (31)$$

N_g を増し、 N_f を増しても、再配置パターン相互間の類似性が高ければ α の値は低下する。すなわち、特定の周波数に電力が集中する結果となる。しかし、本方式では、式(29)、(30)の限界まで α を高く保持しうる。式(31)より、さらにSNの向上が必要ならば、 f_s を増せばよく、比較的容易に高いSN比を実現できる。f

$$\theta_{ab} = \pi/2 \pm N\pi$$

ここにNは整数である。さらに一般化すると、 θ_{ab} は、 $\theta_{ab} \neq 0$ なる一般の値を用いても可能で、 a_1' を導出

$$a_1 = A \cos \theta_1$$

$$b_1 = A \cos (\theta_1 - \theta_{ab})$$

から、 a_1' を求めると、

$$a_1' = a_1 \cos \Delta \theta - [b_1 - a_1 \cos \theta_{ab}] \sin \Delta \theta / \sin \theta_{ab} \quad (35)$$

$$b_1' = [b_1 - a_1 \cos \theta_{ab}] \cos \Delta \theta / \sin \theta_{ab} + a_1 \sin \Delta \theta \quad (36)$$

が得られる。したがって、 θ_{ab} 、 $\Delta \theta$ を与えることにより原標本値(a_1 、 b_1)から(a_1' 、 b_1')を求めることができる。したがって、この手法を拡散化にも用いることができ、個々の再配置先の標本値を求めるとき θ_{ab} の値を変化させることができる。すなわち、例えば θ_{ab} を表1の手法または、乱数により定めれば、 a_1 に対応して用いる b_1 の時間位置を広く変化させつつ、

$$a_1 = A \cos \theta_1$$

$$a_2 = A \cos (\theta_1 + \Delta \theta)$$

から変換標本値 a_1' を求めると、

【0036】

$$a_2' = a_1 \left[\cos \Delta \theta - \left\{ \sqrt{(\cos \theta_1)^2 - 1} \right\} \sin \Delta \theta \right] \quad (39)$$

として求められる。この方式では、 $\theta_1 = \pi/2$ のとき a_1 には雑音も含まれることを考えると、 $a_1 \neq 0$ とな

$$|\cos \theta_1| < \theta \varepsilon$$

の範囲の原標本値の使用を避けることが必要となる。

【0037】その他の方法として過去の原フレームの標本値の2乗平均値

【0038】

【外5】

\bar{A}

(以下、図面を除く明細書中では A' と表現する)を求め、これから、雑音の影響を無視すれば、

【0039】

【外6】

$$A \approx \sqrt{2 \bar{A}}$$

(以下、図面を除く明細書中では $A \approx \sqrt{(2) A'}$ と表現する)とおけるので、 A' が得られる。この場合は a_1' が過大になることはなく、変換標本値が定まる。こ

16

(29)

られる総標本点数/拡大フレームを $N_f \approx$ とすれば、

$$\quad (30)$$

のSN改善量が得られる。

【0033】

の増大に対する制約がとくにないとすれば、この手法により無限に(S/N)比を増大しうることになる。

【0034】上述の説明では複素正弦波を用いたが、 a_1' を求めるために、原フレームの2個の標本値(a_1 、 b_1)を利用し、 a_1 と b_1 の位相差 θ_{ab} を一般に次式で示す値に選んでも同じような変換ができる。

(32)

できるが、この場合は次式の変換式を用いる。すなわち、

$$(33)$$

$$(34)$$

順次 a_1' (または a_1' と b_1')を求めて行くことができ、これによりより理想的な拡散を実現できる。

【0035】上述の説明では何れも2個の原標本値(a_1 、 b_1)から再配置先標本値(a_1' 、 b_1')を求めたが、1個の原標本値 a_1 から a_1' を求めることもできる。その方法を以下に説明する。

$$(37)$$

$$(38)$$

30 【数4】

りうるので、その場合は $a_1' \rightarrow \infty$ となる。一般に $\varepsilon \ll 1$ として、

(40)

のようにして、 $a_1 \rightarrow a_1'$ の変換により再配置拡散を実現できる。

【0040】図15に本方式によるコンピュータシミュレーションの結果の1つを示す。

1. 4 多値伝送方式

上述の説明は、何れも送信側の2値情報を異なる周波数の組 f_1 、 f_0 に対応させる伝送方式を用いた。これはBFSK(Binary Frequency Shift Keying)と呼ばれる。本発明の原理を用いると、多値情報を異なる周波数 f_i ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$)に対応させて伝送することができる。これに対応して、N個の周波数検出回路が必要となるが、1フレームで送りうる情報量は1ビットから

50

17

$$I = \log_2 N \quad (\text{bit})$$

に増大する。Nの値の限界は、式(8)のDFT分析後の出力周波数 f_1 の間隔 Δf_a で与えられる。すなわ

$$f_{1,1} \geq f_1 + \Delta f_a$$

に選ぶ必要がある。この限界以下に周波数間隔を減少すると、隣接周波数に検出出力が漏洩し、SN比の劣化をもたらす。

$$f_1 \neq k f_0$$

が成立つような、1フレームで周期の完結しない周波数を送信周波数に選んだ場合を考えよう。この場合のフレームを連続させると図6のように、フレームの境界で、 e_1 で示す波形の不連続が生ずる。したがって、雑音が存在しない場合でも、DFT分析による出力周波数 f_1 にはその前後の周波数成分が含まれ、次式のようになる。ここにhは正の整数である。この現象は f_1 の中の f_1 成分の出力の低下、 f_1 以外の成分の生起により、 $(S/N)_1$ を低下させる。この現象は、フレーム周期を伸張または短縮する方法により回避できる。

【0042】図16には、“1”に対応する周波数を f_0 の3.75倍の値に選んだ場合の受信波形 $e_{11}(f_1)$ と、 $e_1(f_1)$ をもとに作成した伸張フレーム $e_{11}(f_1)$ を示す。 $e_{11}(f_1)$ の周期は T_0 から $T_{0.75}$ に伸張しているので、 f_1 の丁度 $2\pi \times 4$ サイクル分を収容できる。したがって、 $T_{0.75}$ の周期に亘り、DFT分析を行えば、雑音が重量されていないときは、単一正弦波が検出される。これを周期伸張方式と呼ぶ。この場合、 $e_{11}(f_1)$ の最後尾の標本値 S_1 が $e_1(f_1)$ には存在していないが、 $e_1(f_1)$ の他の同じ正弦波形の部分の1つ、例えば図の S_1 を採用し、これを S_1 としても用いる。すなわち、 S_1 は2回用いられる。

【0043】図において、 $e_1(f_1)$ の一部 S_1 を削

$$(\text{従来FSK}) B_1 = (\mu - 1) f_0 + 2 f_0 \quad (46)$$

$$(\text{本発明のFSK}) B_1 = (\mu - 1) \Delta f_1 + 2 f_0 \quad (47)$$

従来のFSKの周波数効率を基準とすれば、本発明の方

$$\eta_1 = 1.0 f_0 / \Delta f_1 = 1.0 N_1 \quad (\mu \gg 2) \quad (48)$$

となる。したがって、 N_1 の増大により周波数利用効率を向上しうる利点がある。

【0045】2 PSK-DFT方式

DFT分析出力は、信号の周波数成分のみならず、位相成分も検出できるので、送信側で位相変調を用い、これを受信側で復調するPSK方式にも1項で既に述べた技術を適用できる。前述の再配置手法は、信号保存-雑音

$$e_1(t) = A \cos 2\pi f_1 t$$

$$e_0(t) = A \cos (2\pi f_1 t - \phi)$$

図18は $e_1(t)$ の検出回路に $e_0(t)$ を加えた場合の説明図である。いま等レベル v に対応する $e_1(t)$ の4個の時刻 t_i ($i=1, 2, 3, 4$)の標本点に關し再配置を行ったとしよう。 a_i を $t_1 \sim t_4$ の何れに移動しても極性変換のみ行えば $e_1(t)$ は変化しな

$$\Delta b = b_1' - b_1 = A \{ \cos (2\pi f_1 t_2 - \phi) - \cos (2\pi f_1 t_1 - \phi) \}$$

18

(42)

ち、

(43)

【0041】式(30)の制約のもとに選んだとしても、 k を正の整数とすると、

(44)

除して f_1 の丁度 $2\pi \times 3$ サイクルを利用することもできる。これは周期短縮方式である。信号の存在部分を捨てるので、上述の伸張方式より若干SN比の面では不利となる。このような処理は原フレームの標本値を一旦メモリに格納した後、再配列することにより、簡単に実現できる。上述の何れの方法でも、 f_0 の非整数倍の信号を用いて、整数倍の信号 $e_{11}(f_1)$ を簡単に求めることができる。この $e_{11}(f_1)$ に対し4.1(a)~(c)の諸方式にもとずく再配置拡散処理を行えば、同様なSN比の改善が得られる。この手法の適用により送信側で利用できる周波数間隔を式(8)の Δf_1 まで狭くできる。すでに説明した図2は2値情報をオン・オフパルスで表現し、これに対応する周波数を設定した場合の時間波形である。

【0044】図17は図2の変調を行った場合の各FSK方式のスペクトルを示す。(a)は従来のBFSK方式のスペクトルで f_0 と f_1 を分離して検出しうるために両者の間隔を f_{sp} とすると $f_{sp} = f_0$ と広く取つてある。次に(b)は本発明を適用した場合のスペクトルで f_{sp} は式(8)の Δf_1 に設定できる。(c)は8値FSKの場合のスペクトルである。これから従来のFSKと本発明の方式の場合の伝送路占有帯域は、多値数を μ とすれば次式で与えられる。

式の相対効率 η_1 は、 μ の大きい場合に対して、

拡散機能を有するので、入来信号の周波数は同じで位相の異なる場合送信の波形は前述の諸方式のうち関数変換を除く2方式により、何れも変化する。したがって、一般に2値位相変調のみならず、多相変調にも適用できる。多相変調を1.2項の方式により行う場合を考えよう。いま、互いに位相差 ϕ をもつ2個の信号 e_1 、 e_0 を考える。

(49)

(50)

い。この手法を $e_0(t)$ に対し適用し、 b_1 を $t_2 \sim t_4$ に配置すれば、それらの標本値 $b_1' \sim b_4'$ の絶対値は b_1 に等しい。実際の値 b_1 と b_1' は一致するがその他の点では一致しない。この値を Δb としよう。例えば t_2 点では、

$$= 2 A \sin 2 \pi f t_i \sin \phi \doteq (A \sin 2 \pi f t_i) \times 2 \phi \quad (51)$$

この結果から等レベル変換における再配置先の半数の点に再配置した場合、基準位相に合致しない波は波形変化を受けるので、その周波数成分は拡散する。したがって $e_i(t)$ のみ入力した場合、DFT出力は、周波数 f に関する位相量が $e_i(t)$ の出力に比し、 ϕ だけ違うのみならず、 f の絶対値が減少し、他の周波数成分に拡散されるので、識別し易くなる。この事は、 ϕ の値を小さく設計しても、位相差の検出が可能になるので、QP SK やさらに相数の多い多相伝送方式を実現しうる利点 10 がある。

【0046】本発明は、上述の説明により、送信側の変調方式としてASKやQAM等の方式を用いたときの位相差の判定に対しても適用できる。なお、QAMの場合には、受信信号の基準振幅を識別する必要がある。すなわち、DFT出力を基準レベルをもとにその振幅の大きさを判定する機能が必要となる。この目的には、パイロット信号を時々送信するなどの手法で実現できる。本発明は前述のように位相差を小さくして多値数を増加させることもできるが直交符号や擬直交符号のような符号語の 20 複数個を多値に対応させ符号の "0"、"1"、"2"、... を異なる位相に対応させれば、多値伝送ができる。

【0047】図19(a)は4次アダマール行列を4値に対応させて伝送する方式で、各フレームは4チップから構成され、各チップは1サイクルからなり、アダマール行列の "1"、"0" を位相 0、 π に対応させた例である。この4個の行 H_i ($i=0,1,2,3$) は互いに直交しているので送信波形 e_{t1} (受信波形は $e_{r1} = e_{t1}$ である。) に対応する通常の位相復調器を4個準備すれば送信情報を判定できる。しかし、SN比の改善はできない。本発明の再配置拡散の原理を用いると、図4の7_a において、標準化すると共に、 i 番目の回路は4チップの標本値を極性反転することにより、信号波形の変換、 $e_{t1} \rightarrow e_{t0}$ が実現できる。すなわち4個の回路の出力はもしそれらに所定の信号が加わっていたとすれば、何れも e_{t0} と同じ波形になる。しかる後、図4の7_b により

$$I = \log_2 (2 q N_H) \quad (\text{bit})$$

【0050】このように、離散情報を所定の変調により伝送する通信方式の受信復調回路に於いて、繰り返し周期が $T_1 = 1/f_1$ の目的波形を含む受信信号より標本値を取り出し、必要ならば再配置変換処理あるいはフィルタによる処理を施した後、標本値に対して振幅軸上又は時間軸上の非線形処理を施すことにより、波形を特別の波形に変形し、その結果 f_1 の整数倍の周波数成分 $k f_1$ ($k=1, 2, \dots$) を生成し、その出力中の雑音成分をこの非線形処理により $k f_1$ とは一致しない周波数領域に広く拡散せしめ、これらの出力を必要ならば再配置変換処理を施した後、分析部に加えて目的の波形を識別するように構成することも可能である。

1項で述べた再配置拡散を行う。この処理により拡散され、図4の7_c は高いSN比で e_{t0} の周波数と位相成分を出力する。ここで、 H_i の符号を反転させた出力も利用できるので、この方法で8値(3ビット)/1フレームの伝送が実現できる。図19(b)はアダマール行列の

【0048】

【外7】

⊖

(以下、図面を除く明細書中では、 $(-)^{\cdot}$ と表現する)、

【0049】

【外8】

⊕

(以下、図面を除く明細書中では、 $(+)^{\cdot}$ と表現する) に対し、位相 $(-\pi/2)$ と $(\pi/2)$ を対応させた場合の4個の送信波形を示す。(a)と(b)の両者を用い、反転符号の場合を含めると16値伝送となる。この場合通常の位相復調を行うと、図(a)のみの場合に比し、位相差が小さくなっているため、そのSN比、

$(S/N)_0$ は低下する。しかし、本発明の方法では、まず図(b)の $(-)^{\cdot}$ チップの波形の原標本値の極性を反転することにより、 $(+)^{\cdot}$ (以下、図面を除く明細書中では、 $(+)^{\cdot}$ と表現する) チップの波形を滑らかに連結させる。その結果、すべての出力は e_{t0}' に一致し、前述の再配置拡散手法により高いSN比を得ることができる。一般に $(-)^{\cdot}$ 、 $(+)^{\cdot}$ に対する位相を $-\theta_1$ 、 $(-\theta_1 + \pi)$ に対応させる。ここで θ_1 に対し異なる値 θ_1' を考えその差 $\Delta\theta_1 = \theta_1 - \theta_1'$ を小さく選定しても本発明の原理を用いると前述の位相識別性能により、高いSN比を得ることができる。いま、 $\Delta\theta_1 = \pi/q$ に選定し、アダマール行列の次数を N_H (サイクル数/フレームに当る。前述の N_c に等しい) とすれば、情報伝送量/フレームは、

$$(52) \text{ となる。}$$

【0051】3 チャープ変調(CM)-DFT方式(時間軸変換前置方式)

送信側の変調方式としてチャープ変調(CM)を用いる場合に対しても、本発明は有効な受信方式を提供する。図20はCM-DFT方式の原理説明図である。図の C_1 、 C_0 は "1"、"0" に対応するチャープ変調特性で、周波数-時間特性である。 t_0 はチャープの開始点を示す。 $e_{t1}(t)$ 、 $e_{t0}(t)$ は送信チャープ波形、

【0052】

【外9】

$\overline{C_1}, \overline{C_0}$

50 (以下、図面を除く明細書中では、 C_1^{\cdot} 、 C_0^{\cdot} と表現す

る)は $\lambda = T_s' / T_s$ 、の時間 t による変化を示す時間軸圧伸特性、ここに T_s は受信信号の単位時間、 T_s' は圧伸後の単位時間、 t_i 、 t_0 は C_i' 、 C_0' が $\lambda = 1$ になる点である。 $e_{fi}(t)$ 、 $e_{fo}(t)$ は時間軸変換後のフレーム信号の時間波形で両者の波形は一致する。。

【0053】CM-DFT方式の場合、図4の7_Aは入力チャープ信号を単一正弦波信号に変換した後、その標本化を行う機能を有する。図14の C_i 、 C_0 に示すチャープ変調を施した場合、受信側で、図示の C_i' 、 C_0' に示すように標本値の時間軸を圧縮または伸張すれば、 $e_{fi}(t)$ 、 $e_{fo}(t)$ は、それぞれ C_i' 、 C_0' がそれぞれ1となる時刻 t_i 、 t_0 のチャープ信号周波数 f_i 、 f_0 が連続する波形となる。(ここで、

【0054】

【外10】

\bar{C}_0

(以下、図面を除く明細書中では、 C_0' と表現する)を適当に選べば、 $e_{fo}(t)$ を他の周波数、例えば f_i とすることもできる。)この $e_{fi}(t)$ 、 $e_{fo}(t)$ に対しそれぞれ、1項で述べた方法を適用すれば、この信号成分に重畳して入来する雑音成分を拡散できるので、DFT処理後の判定SN比を十分高めることが出来る。

【0055】1項で述べた諸方式では、もし、送信信号と等しい周波数例えば $f_k = f_i$ で位相の等しい雑音成分が加えられたとすると、このような雑音は前述の再配置拡散手法では拡散できないことになる。その結果、送信側から f_i の信号を送信していない場合にも、受信側

$$e_{t11}(t) = A t / t_i$$

$$e_{fi} = A \sin 2\pi f_i t$$

となるので、この区間の振幅軸変換関数は、

$$\xi(t) = t_i \sin 2\pi f_i t / t \quad (55)$$

で与えられる。同様にしてその他の区間の関数も求ま

$$e_k(t) = A_k \sin(2\pi f_i t + \phi_k) \quad (56)$$

が入来したとすれば、その変換出力は、

では f_i が送信されたものと誤判定する。CM-DFTでは、上述の時間軸圧伸処理により、上記の単一周波数 f_i の雑音は拡散されるので、時間軸圧伸後の出力が f_0 、 f_i に一致する確率は極めて小さくなる。チャープの変調方式には上述の C_i 、 C_0 とは異なる傾斜を用いることもできる。また開始点 t_i は自由に設定できる。さらにチャープ特性として、2次式など高次特性を活用すると、多数のチャープ波形を用いるので、容易に多値伝送を実現しうる。

【0056】4 非正弦波変調-DFT方式

[a] 振幅軸変換方式

1項～2項では正弦波変調をベースとする変調方式への応用例を説明したが、正弦波以外の任意波形を用いて伝送する場合にも、本発明を適用しうる。通信システム以外の、例えばメモリの読出出力や、医療機械による診断出力など、元来正弦波ではないが、その波形の種類に制限があり、受信側でその位置と波形を予期できる場合には、本発明は有効な受信検出手段を提供する。図21は、非正弦波変調により送信した信号を受信判定する説明図である。 e_{t11} 、 e_{t0} は"1"、"0"に対応する送信波形、 e_{fi} 、 e_{fo} は振幅軸変換出力波形で、正弦波形である。

【0057】 e_{t11} を検出するための図4の回路構成において、7_Aは入来した e_{t11} の標本値を採取し、この標本値に下記の振幅軸変換関数 $\xi(t)$ を用いて変換標本値を得る。 $\xi(t)$ を求めるために、 e_{t11} の波形の中時刻 $0 \sim t_i$ に対応する部分 e_{t11} とこれに対応する正弦波 e_{fi} を連続関数で表現すれば、

$$(0, t < t_i) \quad (53)$$

$$(54)$$

る。もし、 e_{t11} に重畳して雑音波形

【数7】

$$\hat{e}_N(t) = A_N \sin(2\pi f_N t + \phi_N) t_i \sin 2\pi f_i t / t \quad (57)$$

となり、 $f_k = f_i$ 、 ϕ_k の場合も含めて、入来雑音の周波数成分の値に関係なく、雑音成分は主として f_i 以外の値に拡散する。

【0059】したがって、式(5)に示す e_k^* が入来したとき、 $e_i(f_i)$ に相当する $e_{t11}(t)$ の標本値は式(54)の正弦波の標本値に変換され、 e_k は主として f_i 以外の周波数成分になるので、この変換出力

【0060】

【外11】

\hat{e}_R^*

(以下、図面を除く明細書中では、 e_k^* と表現する)の標本値を図4の7_Bと7_Cに順次印加することにより、1項に述べた再配置拡散処理を施せば前述の原理に

より f_i 成分を高いSN比で検出でき、送信信号が e_{t11} であることを判定できる。

【0061】図21の e_{t0} を検出するための回路に対しては e_{t0} を図示の出力 $e_{fo}(t) = A \sin 2\pi f_0 t$ に振幅変換する機能を準備すれば、同様な原理で e_{t0} を高いSN比で判定できる。一般に送信側の変調波形として、相互相関値の小さい波形の中から多数の波形を選んで用いることにすれば波形の種類Nmに対応して式(37)に示す情報量をフレーム毎に伝送する多値伝送方式を実現しうる。

【0062】[b] 原波形保存-相関分析方式

図21の送信波形 e_{t11} を受信した場合、これを原波形とし、原波形を保存しつつその原標本値を再配置すること

ができる。すなわち、1. 2 項、1. 3 項の原理をこの
ような非正弦波の場合に対しても適用できる。図 2 2

(a) は等絶対値レベル点再配置方式の説明図である。
 e_{r1} が一定振幅 V をとる時刻 t_i ($i=1, 2, \dots, 8$) に
おける標本値 a_i は必要な場合に極性を反転すれば t_i
の中の他の任意の時刻に移動できる。この方法で再配置
拡散処理を行う。図 2 2 (b) は関数変換方式による説
明図で、 a_i 、

$$a_i = \alpha_i A [\gamma_i + \beta_i (t_i / t_0 - i + 1)] \quad (58)$$

で与えられる。ここに記号 α_i 、 β_i 、 γ_i の値は図に
示されている。 a_i 、の 2 点から a_6 の計算値を求め
ると、

$$a_6 = \frac{\hat{a}_1 t_p}{t_i} \left[\left(\frac{t_6 - t_1}{t_p} \right) - 6 \right] + a_i \quad (59)$$

で与えられる。ここに、 t_p は時間軸の単位である。一
般に時刻 t_i 、

【0 0 6 5】

【外 1 3】

\hat{t}_j

(以下、図面を除く明細書中では、 t_i ' と表現する)
の標本値 a_i 、

【0 0 6 6】

【外 1 4】

\hat{a}_j

(以下、図面を除く明細書中では、 a_i ' と表現する) を
用いて a_i の再配置先 t_i の変換標本値 a_i' を求め
ると、その値は、 C_i '、 C_0 ' で与えられる。ここに F は e_{r1}
の波形で定まる式 (58) と同様な関数である。したが
って、2 個の原標本値をもとに再配置先の変換標本値を
計算し、この変換標本値を再配置先に配列することによ
り、図 4 の 7₀ において拡大フレームを作りうる。この
方式は再配置先に対する制約はない。

【0 0 6 7】図 2 2 の変換方式で求めた変換標本値によ
り構成したフレームは、3 角波からなる原波形を保存す
るが、その他の雑音 e_x の波形は原波形と異なりそのス
ペクトルは拡散される。このようにして作成した拡大フ
レームは図 4 の 7₀ を経て 7₁ に印加される。7₁ にお
いて、DFT 分析を行うと 3 角波に対応する複数の周波
数成分が大きな値として検出される。この周波数成分の
組は e_{r1} と e_{r0} に対して異なるので、その事から、送信
波形を判定できる。一般に送信波形として多数の種類
の波形 e_{ri} ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$) を用いる場合、DFT
分析の代りに、 e_{r1} から導かれる分析波形 e_{A1} を図 4
の 7₁ に準備し、図 2 3 (a) 拡大フレームと e_{A1} との

$$F_A(t) = (\sin \pi f_0 t)^{-1} \quad (61)$$

で与えられる。フレームの境界近傍では図示の値 p_m を
越えるが、この部分に対しては、隣接標本値の補間値を

【0 0 6 3】

【外 1 2】

\hat{a}_1

(以下、図面を除く明細書中では a_i ' と表現する) の
標本値と e_{r1} の波形の性質を用いると a_6 の標本値を計
算できることを示す。すなわち一般に図示の i 番目の時
間領域内にある時刻 t_i の標本値は e_{r1} の波形から、

【0 0 6 4】

【数 8】

相関演算を行う。すなわち、 N 種類の波形との相関演算
において、 j 番目の波形との相関値が強い場合には、図
示の如き出力が得られ、これから送信波形は e_{r1} である
ことを判定する。ここで、分析波形 A_i は i 番目の送信
波形 e_{r1} の時間軸標本値系列を $[S_{01}, S_{11}, \dots, S_{N-11}, 1]$
とすれば、送信行列 $[S]$ は図 2 3 (b) の
ようになる。これから、分析波形 e_{A1} に対応する分析行
列は $[S]$ の複素共転置行列

【0 0 6 8】

【外 1 5】

$[t \bar{s}]$

(以下、図面を除く明細書中では、 $[t \bar{s}]$ ' と表現す
る) で与えられる。前述の DFT 分析はこのような相関
演算の一種である。この分析手法を用いると、送信信号
の選択範囲は著しく拡大する。ただし、 e_{r1} の i が異
なる波形相互の相互相関は小さいほど、判定が容易にな
る。また、この方法は拡大フレームの時間幅が送信フレ
ームの整数倍でなくてもよく、 e_{A1} を拡大フレームの時
間幅に対応する波形に選べば分析判定が可能になる。さ
らに送信フレームの時間幅を常に一定に保つ必要もな
い。

【0 0 6 9】図 2 4 は、PSK の一種であるミニマム・
シフト・キーイング (MSK) による送信波形を示す。
この図は "1"、"0" に位相 0、 π を対応させてい
る。この変調方式はフレーム周期内の正弦波形に重みづ
けがされているため、伝送路の占有帯域を狭くしうる利
点がある。このような変調方式に対しても上述の 2 種の
方式を適用できる。図 2 4 の F_A は振幅軸変換関数で、
入出力信号 x 、 x' の振幅尺度の比 $p = x' / x$ の時間
変化を示すもので、

$$(61)$$

用いる。何となれば、もし、この部分に大きな雑音が大
存在すれば、変換出力は異常に大きくなるためである。図

の $e_s(t)$ は、入力信号成分のみの場合の出力波形で、一定振幅の P S K 波形となる。この波形に対し、既に述べた再配置拡散処理を行えば、高い S N 比で識別を行うことができる。

【0070】5 符号系列変調拡散方式

本方式は、図3で説明したスペクトル拡散 (S S) 伝送方式に対し、本発明を適用したもので、従来の S S 方式の特徴である式 (3) の符号拡散処理利得 G_c と共に、式 (10) の S N 改善量 $(S/N)_s$ による S N 比改善効果を得ることができる。図25は本発明の実施例を示すもので、図4に示す構成に符号拡散機能を付加した構成である。(a) は送信側変調部で、1_A は情報 e_1 により F S K を施す変調器、1_B は 1_A の出力 e_s により M 系列を変調する拡散変調器、2 は 1_B の出力 e_r により、例えば搬送波 f_c に対し F M を施す搬送波帯変調器である。2 の出力 e_{r1} は、伝送路へと送信される。

(b) は受信側復調部で、4 は搬送波 f_c' により雑音を含む受信信号 e_{rc} を復調する搬送波帯復調器、7_A は 4 の出力 e_{rc} を M 系列により逆拡散する復調器、7_B は 7_A の拡散出力 e_{s1} (雑音を含む) を標準化し、原フレームの標本値系列を得る回路、7_C、7_D は図4と同じ機能をもつ回路である。図26は図25の e_r の時間波形 $e_r(t)$ の一例で、 e_s (e_s から雑音を除いたもので、送信側 1_B の出力に等しい) の一部である入力正弦波の 1 サイクルは 7 チップの M 系列を除いた場合は図のように変化する。これは、受信信号 e_{rc} から雑音を除いた波形 $e_{s1}(t)$ に相当する。

【0071】この方式の動作については、図3の S S 方式と図4の F S K - D F T 方式の説明から明かであるので、詳しい説明を省略する。伝送路では、一部の帯域に偏った雑音や単一周波数成分の雑音が混入し易いが、本発明ではこのような雑音成分は、何れも、図25の 7_A による逆拡散機能により拡散される。この拡散出力が、情報として用いた周波数成分 f_i ($i=0, 1, \dots$) に合致する確率は極めて小さくなり、實際上無視できる。したがって、図25の 7_A が行う再配置拡散による、雑音拡散機能がほぼ理想的に遂行されるという利点を有する。この方式は 3 項及び 4 項の諸方式と同様に強力な雑音拡散機能をもつ。ここで、図27にコンピュータシミュレーションの結果を示す。これは図12にて示した方式に M 系列長 $[M]=7$ として図25の変調方式を施したもので、図12に比して大きな改善が得られる。

【0072】6 再配置拡散反復方式

$$f_s = (f_i)_{\max}$$

この f_s に対し、標準化周波数を

$$f_{s1} = 2 f_s$$

と置き、図29の G_1 で示す遮断周波数特性 $[G(j\omega)/T]$ を用いれば、これは理想濾波特性の場合に当る。この場合のインパルス応答は、 $G(j\omega)$ のフーリ

$$g_1(t) = (\sin \pi t / T) / (\pi t / T)$$

図28は図4(b)の受信回路を変形した構成図である。図の8は、フィルタであり、その他の記号は図4と同じである。再配置拡散反復方式は、7_{B1}で行う再配置拡散処理後の拡大フレーム出力 e_{r1} をフィルタ8₁に印可する。8₁はここで検出しようとする正弦波形または一般波形の構成成分 [式(5)の e_s * 中の e_s 成分] のみを主として通過させる帯域濾波器である。フィルタ8₁はディジタル・フィルタまたはアナログ・フィルタで構成される。後者の場合、その出力は再び標準化される。8₁の出力 e_{r1} の中には拡大フレームの長さが ∞ でない限り e_s 成分のみならず雑音 e_n も一般には含まれている。 e_{r1} は再び 7_{B2} に加えられ、再配置拡散され、その出力は次のフィルタ8₂に印可される。これを繰返し行う。図は、3回の再配置拡散処理後、7_{B3}の出力 e_{r3} が得られ、これが分析判定回路7_Cに加えられる場合を示している。3個の再配置拡散回路により、所望の信号成分 e_s 以外は繰返し拡散されるので、それぞれ $(S/N)_{s1}$ 、 $(S/N)_{s2}$ 、 $(S/N)_{s3}$ だけ S N 比が向上する。信号 e_{r1} と e_{r3} の中の雑音成分は、検出対象信号の周波数成分に極めて近い成分のみを含むので、これらをさらに再配置により拡散する 7_{B1}、7_{B3} においては、入来標本値と再配置先の時間差をなるべく長くするような再配置アルゴリズムを採用すれば、とくに効果的である。この場合、最終段の 7_{B3} の出力は、ほぼ検出対象周波数成分のみを含むので、D F T 分析を行わず、単に電力の大きさを検出することにより、判定することもできる。すなわち、7_Cの代りに、フィルタ8₃と電力識別回路で代用することもできる。

【0073】7 標本点数増大方式

式(30)、(31)で説明したように、標準化周波数 f_s の増大が S N 比改善量の増大に直接影響する。しかし、実際の標準化回路で実現できる標準化周波数にはその技術的上限 f_{sm} がある。しかし、隣接標本点間の標本値は標準化定理より正確に決定できる。いま、図4の 7_A の入力信号 e_s * の帯域を信号 $e_s(t)$ の周波数成分 f_k (実際には後述するように $f_k + k f_s$ を必要とする) 以下に制限できる。図29は、このような f_k を与えたとき、 f_k 以下の成分を保存しつつ標準化するときの、入力信号の帯域制限特性 $G(j\omega)$ ($\omega = 2\pi f$ とする) と標準化周波数の関係を説明する図である。いま送信信号波形の複数個の周波数成分 f_i に対し、 f_k を下式の値に選んだとしよう。

$$(62)$$

$$(63)$$

工逆変換から次式の標準化関数で与えられる。

【0074】

$$(64)$$

$$T = 1 / f_s$$

いま標本化周期 T 、毎に採取した i 番目の標本値を a_i とすれば標本化前の原受信信号波形は a_i と $g_i(t)$ を用いて、

[0075]

[数10]

$$c_R^*(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i f_i(iT) \quad (66)$$

から復元できる。上式において実際に必要な積分範囲は

$$q = \Delta f_H / (f_H - \Delta f_H)$$

$$T = 1 / 2 (f_H - \Delta f_H)$$

となる。 G_H は余弦下降特性で、 $G_H(j\omega) / T = 1/2$ となる周波数 $(f_H - \Delta f_H)$ を中心として左右対称となっている。この場合、 $g_H(t)$ は $1/t^3$ で減衰するので、これから、式 (66) を用いて $e_R^*(t)$ を

$$f_{sH} \gg 2 f_H (=6 f_R)$$

となるが、図には $f_{sH} = 6 f_R$ の場合を示した。ここで e_R は正弦波をフレーム周期 T の区間に限定した波形であるから、この区間の先頭と後尾の波形を十分正確に伝送するために実際に必要な帯域幅は f_R では不十分で、 $f_R + k f_0$ (ただし $k > 2$) となる。いま十分正確に伝送するために f_R の代わりに例えば $f_R' = f_R + 10 f_0$ に選べば、十分正確な復元波形が得られる。このようにして、標本値 a_i と $g_H(t)$ を用いて、原波形を計算により容易に復元することができる。したがって、この原波形から、隣接標本値 a_i 、 a_{i+1} の間に存在する多数の補間標本値を求めることができる。計算精度が十分高ければ、この補間標本値の数を無限に大きくしうる。したがって、SN比改善量を無限に高めることができる。

[0077] 8 同期方式

本発明の諸方式を説明するに当り、受信側で搬送波及びフレーム位置に関する同期を確保できる前提で説明してきた。雑音を含む受信信号 $e_R^*(t)$ の正確なフレーム位置情報を受信側で提供できることが、前述の再配置拡散機能を実現する上で必須である。この同期を確保するためにも本発明を適用しうる。図30(a)は本発明を同期方式に適用した場合の実施例である。 f_{T0} は送信基準周波数、9は分周器、10は図4の送信回路(1及び2)、11は加算回路、3は伝送路、12、13はフィルタ、

$$e_R^* = e_R + e_{N1}$$

$$e_{RC}^* = e_{RC} + e_{NRC}$$

e_{N1} と e_{NRC} は雑音成分である。 e_R^* 中の e_{N1} は、図30(b)の回路 $7_A \sim 7_C$ により、4. 1項の原理により除かれる。したがって、その分析出力 e_A には周波数 f の出力が他の周波数の出力に比し極めて大きな値

$$f_{R0} \neq f_{T0}$$

であるから、通常送信側のフレーム周期と受信側のそれは合致しないので、 e_A は f 、以外の多数の周波数点に

(65)

復元波形の精度に対応する。ただし、 $g_i(t)$ は $1/t$ で減衰する振動波形であるから、加算すべき i の範囲は著しく大となる。しかし、通常、 $f_s \gg f_R$ に選べるので、図29の G_H の遮断特性を用いると、そのインパルス応答は、

[0076]

[数11]

$$g_H(t) = \frac{\sin \pi t / T}{\pi t / T} \cdot \frac{\cos q \pi t / T}{1 - (2 q t / T)^2} \quad (67)$$

(68)

(69)

求める場合、加算すべき i の範囲は実際に必要な精度にも依存するが、 $g_i(t)$ を用いる場合より著しく小さくなる。 $G_H(j\omega)$ の周波数範囲は f_H であるから、この場合の標本化周波数 f_{sH} は標本化定理より、

(70)

14は同期信号抽出回路、15は逡倍分周器、16は図4と同様な多値FSKを復調識別する受信回路である。(b)は(a)の14の詳細図で、 $7_A \sim 7_C$ 、6は図4と同じである。 f_{R0} は受信基準周波数、17は電圧制御発振器である。

[0078] (a)について説明する。9は f_{T0} を分周することにより情報 e_i の伝送に必要な周波数 f_i ($i = 0, 1, \dots, N-1$)、搬送波の周波数 f_c 及び同期用基準周波数 f を作る。周波数 f の信号 $e_i(f)$ と、情報伝送用信号 e_{Tc} は11において加算されかつ搬送波 f_c を変調することにより、

[0079]

[外16]

\hat{e}_{TC}

(以下、図面を除く明細書中では、 e_{Tc}' と表現する) となり、3に送出される。ここで e_{Tc} と e_i の周波数帯域は互いに重複しないものとしよう。受信信号

[0080]

[外17]

\hat{e}_{RC}

(以下、図面を除く明細書中では、 e_{RC}' と表現する) は e_{Tc}' に雑音 e_N が加わったものである。 e_{RC}' はフィルタ12、13により分離され、次式の2成分になる。

(71)

(72)

となって現れるはずである。しかし、 7_A で採取する受信信号の標本値のフレーム周期 T_0 は、 f_{R0} で定まる。ところが動作開始時点では、

(73)

出力を生ずることになる。6はこのような出力 e_A の成分を検査することにより $f_{R0} < f_{T0}$ か $f_{R0} > f_{T0}$ かを識

29

別し、制御出力 e_s を作成する。 e_s により17の内蔵発振器を制御する。この位相制御発振ループの機能により $f_{s0} \rightarrow f_{s1}$ となり、予め $f_s = f_0$ に選べば、その結果送受信フレーム周期を厳密に一致させることができる。この場合、7。の再配置拡散の機能により、高いSN比の下で、正確な負帰還制御を実現することにより、送受信フレーム時間幅を厳密に合致させることができる。このようにして得た基準周波数 f_{s0} を15に供給する。15は f_s を逡倍分周して、フレーム周波数 f_0 と同期し

$$f_{s0} = f_{s1} + f_d$$

しかし、送受信信号 e_{rc} と e_{sc} の間にも同様なドブラーシフトが生ずるので、受信動作は正常に行われる。すなわち、同期信号 e_s を情報信号 e_{sc} に加算伝送する図30の方式は、ドブラーシフトの影響を回避できる利点がある。

【0082】上述の説明により送受信のフレーム周期(時間幅)を合致しうることを明らかにした。しかし、 $f_s > f_0$ に選んだ場合には、フレームの境界(時間位置)も受信動作には必要である。この境界は、送信側で情報信号の中に周期的に同期フレームを挿入し、受信側でこれを検出する公知の技術(フレーム同期技術)により、識別される。なお、 e_s 生成の過程でフレームの境界を指示する情報を例えばPSKを用いて作り、これを e_s の中に含めれば、受信側における e_s の分析過程でフレームの時間位置を検出することも可能となる。

$$I_s = \log_2 (N C_k) \quad (\text{bit})$$

となる。一方、部分重複伝送方式によりフレーム毎に送

$$I_s = h \log_2 N$$

$$h = T_0 / \Delta T$$

で与えられる。1個のフレームを送る方式に比し、これらの方式の所要電力は k または h 倍となるが、伝送速度を高め得る利点がある。

【0085】なお、通常の伝送方式において、このような重複を行うと、図1に示す受信側の $(S/N)_k$ は重複数、 k 、 h と各情報相互間の相互相関値の影響を受けて、一般に著しく低下する。したがって、誤りが増し、実現し難くなる。しかし、本発明の再配置拡散の原理を

$$\Delta f = f_k - f_i$$

が小さい場合を考えよう。論理値"1" f_0 を f_i に接近させる場合、あるいは他の送信局が f_i に近い周波数 $f_{i'}$ 、 $f_{j'}$ を用いて他局と交信する場合 f_0 、 $f_{i'}$ 、 $f_{j'}$ 等は何れも f_i に接近する。これらを一般に f_k として表現し、式(78)の $\Delta f \rightarrow 0$ の場合を考える。 $\Delta f \rightarrow 0$ とすることにより、周波数利用効率は高まるが、 f_i と f_k の分離識別は難しくなる。このように、 f_i に極めて近い雑音周波数成分を前述の手法により再配置拡散した場合、 N_k を十分に大きくしないと f_i と同じ出力をDFT出力を得る結果となる。これは誤判定の原因となる。1、2項の等レベル点再配置方式は、雑音信号の周波数が、検出すべき信号周波数 f_i に近くても、あ

30

た N 個の信号周波数 f_0' 、 f_1' 、 \dots 、 f_{N-1}' 及び搬送周波数 f_c' を再生する。これらは位相も含めて、送信側の周波数 f_1 、 f_2 、 \dots 、 f_{N-1} 、 f_c に合致する。これらの周波数を用いて16は入来信号 e_{rc}' の復調及び論理値判定を行うことができる。

【0081】もし、送受信機が相対的に移動しているときは、 e_{rc}' はドブラーシフトの影響を受けるので、その結果受信基準周波数はドブラー周波数 f_d だけ変化する。

(74)

【0083】9 重複伝送方式

2項および3項において多値伝送について説明した。すなわち、送信信号の種類を e_{ri} ($i=0, 1, 2, \dots, N-1$) とするとき、式(42)で与えた情報量を1フレーム毎に送りうる。図31は、このような多値伝送をさらに一般化した方式の説明図である。ここで、 I_j ($j=1, 2, \dots$) は1フレームを用いて送る情報の種類が j 番目であることを示す。図(a)はフレーム周期 T_0 に2個のフレームを重複して送る完全重複伝送方式を示し、図(b)は $\Delta T = T_0 / 3$ 秒遅れて、次のフレームが後続し、常に3個のフレームを重複して送る部分重複伝送方式を示す。

【0084】完全重複伝送方式において、重複フレーム数を一般的に k とすればフレーム毎に送れる情報量は、

(75)

れる情報量は、

(76)

(77)

用いると情報が重複していても、同一でなければ、図4の $(S/N)_k$ を著しく高めうるので判定SN比を損うことは生じない。したがって、確実な伝送方式を実現しうる。

【0086】10 位相シフト形拡散方式

今まで述べたFSK変調方式において、論理値"1"に対応する送信周波数 f_1 と f_k の差

(78)

るいは $f_k = f_1$ でも、両者の位相差が十分大きければ、その雑音を他の周波数成分に強力に拡散しうる特性をもっている。この特性を利用した実施例を図32に示す。

【0087】図32は位相シフト形拡散方式の実施例で雑音を含む受信信号 $e_{rc} = e_s + e_n$ を N_r 個の位相シフトフィルタ(T-FIL)に加えその出力に周波数に依存する遅延を与えた後、再配置拡散処理を施し、このようにして作成した遅延分散フレームの N_r 個又はそれ以上の個数を連結して拡大フレームを構成する。この拡大フレームの構成要素である遅延分散フレーム相互間で信号波形 e_s を保存する条件のもとで標本値の配置を変

更し、その出力を分析し判定する。図32は $N_f = 4$ の場合の例を示す。 k 番目のT-FILは e_k と e_N に対し遅延時間 τ_{Rk} と τ_{Nk} を与える。図33(a)、(b)は夫々代表的なフィルタの位相(θ)及び振幅(P)に関する特性を示す図である。適当な減衰特性を与えると位相特性は大きく変化し、同図に於いて遅延時間は図の

$$\Delta \tau_k = \tau_{Rk} - \tau_{Nk} = \tau_{0.5} - \tau_1$$

となり、この $\Delta \tau_k$ を k により変化させる。

【0088】一方、遅延分散フレームを作るとき周波数

$$\tau_c + (k-1)T_0 = \tau_{Rk} + \tau_{Nk}$$

となるように τ_{Nk} を選定する。しかるとき、すべての遅延分散フレームの中の周波数成分 f_i をもつ信号 e_k には、共通の相対遅延量 τ_c が与えられる。ここで $(k-1)T_0$ は次段にこれらの出力を加え拡大フレームを作成するとき相互に重複しないための遅延である。このようにして作成された拡大フレームを構成する各遅延分散フレームにおいて、その中の e_k 成分の位相は互いに等しく、 e_N 成分の位相は $\Delta \tau_k$ が k により異なるので、相互に異なる。この拡大フレームは、図32の遅延分散フレーム間再配置段において、各遅延分散フレームの標本値を、信号波形保存の原則の下に、他の遅延分散フレームの再配置可能な位置(信号の等レベル点)に再配置すれば e_N は大きな波形変化を受ける。

$$\tau = \tau_{Rk} + \tau_{Nk}$$

とし、各遅延分散フレームにおける e_k 成分の位相を互いに等しくしておき、これらの遅延分散フレーム相互間で、等絶対値レベル点にある標本値を相互に交換(または再配置)した後、 k 番目の遅延分散フレームに $(k-1)T_0$ の遅延を与えて加えることにより拡大フレームを作ってもよい。すなわち、これは遅延分散フレーム間再配置の機能を遅延分散フレーム作成段の直後に移した方式であり、前述の方式と同等の機能を実現できる。な

$$e_k = A \sin 2\pi f_i t$$

$$e_N = A \sin (2\pi f_N t + \theta_N)$$

とし、 f_i を検出する図4、図32の回路に f_N を加え、DFT分析出力に生ずる周波数成分の内、 f_i に等

$$e_k(f_i) = A' \sin (2\pi f_i t + \theta_N')$$

としよう。しかるとき、 f_i に着目したSN比を、

$$(SN)_{f_i} = 20 \log_{10} (A/A')$$

で与える。上式のSNは本発明の方式によるSN改善量で式(10)における雑音 f_i と同一周波数成分に限定した場合の値である。この値を f_i に近い入来雑音成分 $f_N = (3 \sim 5)f_i$ に対して求めたコンピュータシミュレーションの結果を図34に示す。図は遅延分散フレーム内に再配置先を限定した場合の結果であるが、 f_i の近傍でも本方式を用いると、極めて大きなSN改善量が得られることを示している。また、 e_N として、一般的雑音周波数成分 f_N のみならず他の情報信号や干渉信号の近接した周波数成分 f_0 、 f_i' に対しても強力に拡散できる。したがって、 Δf が小さくても対応できるの

θ を f で微分した値で示されており大きな差がある。例えば周波数0.5および1kHzに対する遅延時間 $\tau_{0.5}$ および τ_1 を夫々、

$$\tau_{0.5} \rightarrow \tau_{Rk}, \quad \tau_1 \rightarrow \tau_{Nk}$$

と考えれば、相対遅延時間は、

$$(79)$$

に依存しない一定遅延 τ_{Nk} をフレーム信号に施し、その和が一定値

$$(80)$$

【0089】図33で示すような周波数依存形遅延はデジタルフィルタ、又はアナログフィルタ(この場合はフィルタ出力を標本化する)で容易に実現できる。とくにフィルタのQを高めれば、 Δf が小さくても、遅延時間差を大きくとることが出来るので、 $\Delta f \rightarrow 0$ に対応できる。また、図33(b)には低減通過形ろ波特性の場合を示したが、検出すべき周波数 f_i を中心とする帯域通過形ろ波特性を用いることもできる。さらに、一定遅延 τ_{Nk} や $(k-1)T_0$ を与え濾過するにはT-FILの出力の標本値を一旦メモリに記憶し、所望時間後に読出すことにより実現できる。

【0090】なお、図32の回路において、式(80)の代わりに、

$$(81)$$

お、拡散効果は減少するが上述の2方式において標本値を遅延分散フレーム内に限定して再配置処理を行うこともできる。

【0091】このようにして、遅延分散フレーム間で絶対値等レベル標本値の再配置を行なうことにより e_N 成分の波形は大きく変化することになり効率よい拡散が実現できる。いま、

$$(82)$$

$$(83)$$

しい成分 $e_N(f_i)$ を、

$$(84)$$

$$(85)$$

で、周波数利用効率を著しく高めうる。尚、以上本発明を通信システムに適用したものを例として説明したが、本発明はこれのみに限定されるものではなく、高い雑音環境下の伝送システムに応用できる。

【0092】通信システム以外の応用対象を次に示す。

(1) 測距(超音波やX線による診断装置、レーダなどの高精度距離測定)

(2) 記録情報の読出(磁気テープ、磁気ディスク、光ディスクなどの微小読出出力の識別)

(3) 電子顕微鏡(微小検出出力の識別)

(4) 測定器(正確な周波数特性の測定、純粋な正弦波の

検出)

- (5) 原子物理の測定 (原子などの格子振動周波数の測定)
- (6) 宇宙電磁波の測定 (天体から放射する電磁波や重力波の測定)
- (7) デジタル放送 (デジタル映像の狭帯域、低電力化)

【0093】

【発明の効果】本発明は、以上説明した如く構成するものであるから、雑音を含む受信信号 e_r に対し、送信信号 e_t に対応する受信信号 e_s 波形を保存し、雑音波形を拡散させることにより離散情報の判定 SN 比を著しく高めることができる。上述の信号波形保存、雑音波形変更の機能は、信号スペクトル保存、雑音スペクトルの拡散を可能とする。したがって、再配置拡散処理出力の分析判定は極めて容易となる。上述の再配置拡散処理は、原フレームの受信信号を符号化することに相当し、原フレームの標本値を用いて、拡大フレームの標本値を生成する機能である。ここで原フレームの標本値を任意の回数使用することができる。また、一般的に原標本値をそのまま、あるいは原標本値をもとに変換標本値を求め、これらを用いて配置先標本値と配置先時間位置を決定することができる。 e_s と e_r の僅かな周波数差に対応して異なる遅延を与えた後再配置を行うと、雑音拡散機能を一層強化することができる。このような再配置拡散機能は従来存在せず、全く新しい原理を提供する。この機能は、拡大フレームの規模の拡大と原標本値の数の増大により、事実上無限に雑音を拡散させ、信号成分と重複する雑音成分を無限に 0 に近接させる能力をもつ。したがって、判定 SN 比は無限大に接近することになる。この SN 比増大効果は、伝送路信号の占有帯域の減少を可能にするので、式 (2) の伝送効率 (伝送容量 / Hz) を著しく高めうる効果もある。このように、本発明の効果は顕著である。

【図面の簡単な説明】

- 【図 1】従来のデジタル変復調通信方式の構成図。
- 【図 2】(a) 及び (b) は図 1 の信号の一例を示す図、及び図 3 の各部の時間波形図。
- 【図 3】スペクトル拡散技術を用いた従来のデジタル変復調通信方式の構成図。
- 【図 4】(a) 及び (b) は本発明の一実施例の構成を示す図。
- 【図 5】図 4 の補足図面であって、論理値 "1" に対応する時間波形を示す図。
- 【図 6】図 5 と同様な、論理値 "0" に対応する時間波形を示す図。
- 【図 7】再配置による時間波形を示す図。
- 【図 8】波形単位再配置による拡散スペクトルでコンピュータ・シミュレーションの結果を示す図。
- 【図 9】(a) (b) 及び (c) は再配置拡散した信号の D F

T による分析出力電力のモデル化した特性を示す図。

【図 10】(a) (b) 及び (c) は正弦波の等レベル点とその再配置例を示す図。

【図 11】検出すべき信号を等レベル変換により再配置したときの D F T 出力で、コンピュータ・シミュレーションの結果を示す図。

【図 12】雑音を等レベル変換により再配置したときの D F T 出力で、コンピュータ・シミュレーションの結果を示す図。

【図 13】図 12 と同じコンピュータ・シミュレーションの結果を示す図。

【図 14】受信信号波形 e_r (t) の標本値の関数変換による再配置例を示す図。

【図 15】雑音を関数変換により再配置したときの D F T 出力で、コンピュータ・シミュレーションの結果を示す図。

【図 16】受信波形 e_r (f_i) と、これをもとに作成した伸張フレーム e_{rs} (f_i) を示す図。

【図 17】(a) (b) 及び (c) は従来方式の 2 値 F S K 方式、本発明の 2 値 F S K 及び同 8 値 F S K 変調をそれぞれ行った場合のスペクトルを示す図。

【図 18】位相の異なる信号に関する再配置効果の説明図。

【図 19】(a) 及び (b) は正弦波の位相を 4 次アダマール行列に対応させて伝送する場合の説明図。

【図 20】チャープ変調 - D F T 方式の原理説明図。

【図 21】非正弦波形変調により送信した信号を受信判定する場合の説明図。

【図 22】(a) 及び (b) は等絶対値レベル点再配置方式及び関数変換方式を一般波形に適用した場合の説明図。

【図 23】(a) 及び (b) は相関演算により分析判定をするための説明する図。

【図 24】ミニマム・シフト・キーイングによる P S K 送信波形を通常の P S K に変換するための説明図。

【図 25】(a) 及び (b) は図 4 に示す構成に符号拡散機能を付加した本発明の他の実施例の構成を示す図。

【図 26】図 25 の e_r の時間波形 e_r (t) の一例を示す図。

【図 27】図 25 の伝送路で加わった雑音に対応する D F T 出力で、コンピュータ・シミュレーションの結果を示す図。

【図 28】再配置拡散反復方式の構成図。

【図 29】入力信号の帯域制限特性 $G(j\omega)$ と標本化周波数の関係を説明する図。

【図 30】(a) 及び (b) は本発明を同期方式に適用した場合の例を示す図。

【図 31】(a) 及び (b) は完全及び部分重複伝送方式の説明図。

【図 32】位相シフト形拡散方式の構成例を示す図。

【図 33】(a) 及び (b) は位相シフトフィルタの位相及

び振幅特性を示す図である。

【符号の説明】

- 1・・・送信機のベースバンド変調器
- 2・・・搬送波（無線周波数）による終段変調器
- 3・・・伝送路（有線、無線）
- 4・・・受信機の初段復調回路
- 5・・・ベースバンド復調器
- 6・・・論理値判定回路
- 7・・・再配置拡散処理回路（再配置復調回路）

8・・・フィルタ

9・・・分周器

10・・・図4の送信回路（1及び2）

11・・・加算回路

12、13・・・フィルタ

14・・・同期信号抽出回路

15・・・遅倍分周器

16・・・図4の受信回路（7_A～7_C）

【数5】

$$a_2' = a_1 \cos \Delta \theta - \sqrt{2} \tilde{A} \sqrt{1 - \cos^2 \theta_1} \sin \Delta \theta \quad (41)$$

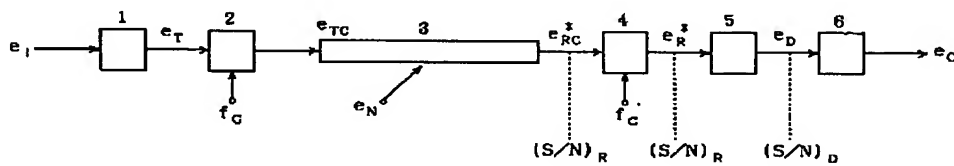
【数6】

$$f_a = \sum_h f_i \pm h \Delta f_a \quad (45)$$

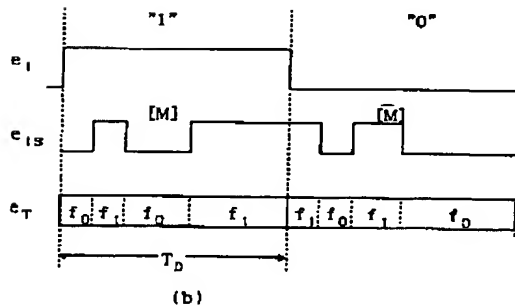
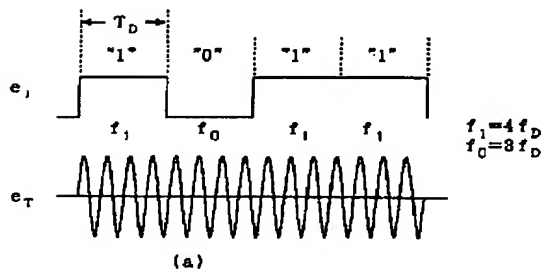
【数9】

$$a_k = F[a_j, \hat{a}_j, t_j, \hat{t}_j, t_k] \quad (60)$$

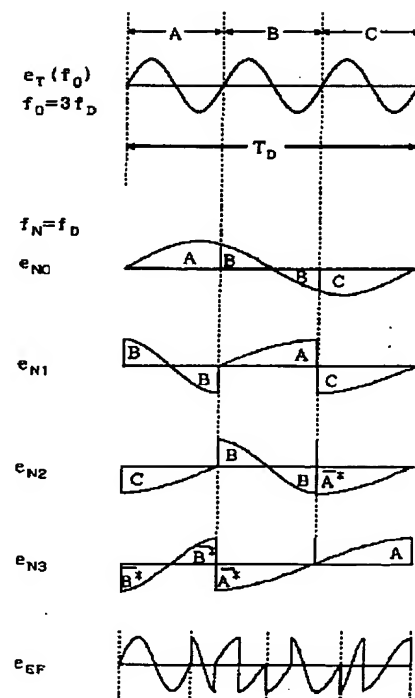
【図1】



【図2】



【図6】

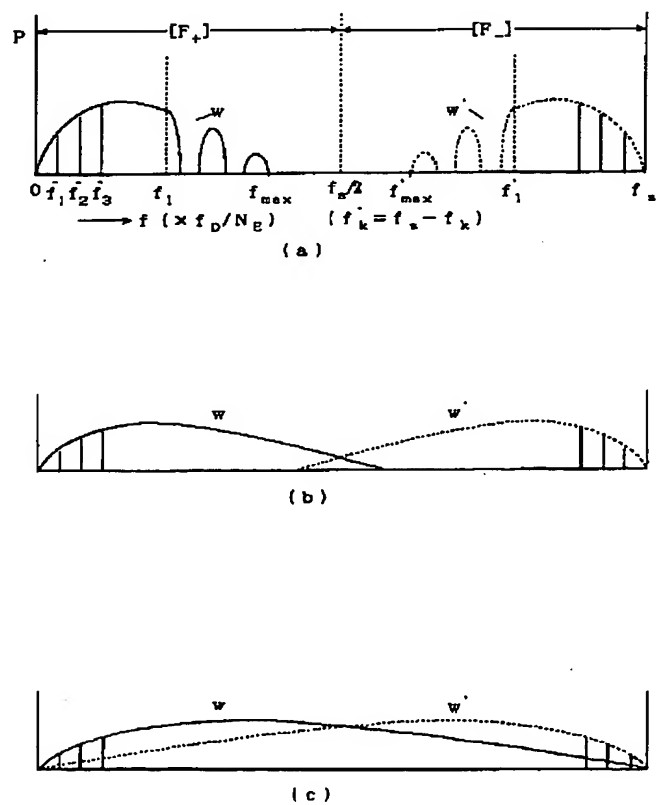


The diagram shows a communication system with the following components and signals:

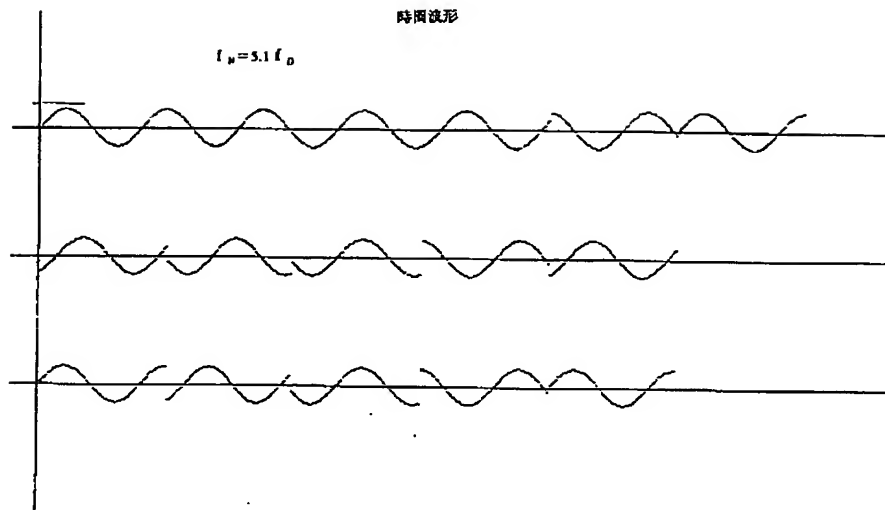
- Block 1:** Receives input e_1 and feedback e_F . It has a gain 1_A and is affected by noise $[M]$. Its output is e_{1B} .
- Block 2:** Receives e_{1B} and has a gain 1_B . Its output is e_T .
- Block 3:** Receives e_T and has a gain 2 . It is affected by noise e_N . Its output is e_{TC} .
- Block 4:** Receives e_{TC} and has a gain 4 . It is affected by noise f_C . Its output is e_{RC} .
- Block 5:** Receives e_{RC} and has a gain 5_B . It is affected by noise $(S/N)_R$. Its output is e_{BS} .
- Block 6:** Receives e_{BS} and has a gain 5_A . It is affected by noise $[M]$. Its output is e_D .
- Block 7:** Receives e_D and has a gain 6 . It is affected by noise $(S/N)_P$. Its output is e_C .

Feedback paths are shown from the output e_C back to the input of Block 1 (labeled e_F) and from the output of Block 6 back to the input of Block 1 (labeled e_F).

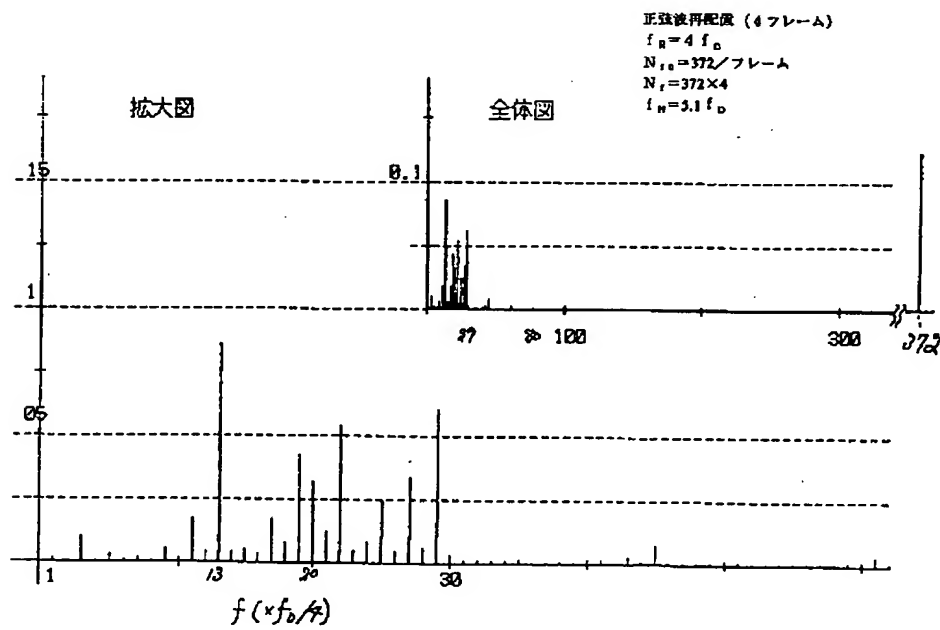
The diagram shows a signal flow from left to right. It starts with an input signal e_i entering block 1. The output of block 1 is e_T , which enters block 2. Block 2 also receives a feedback signal f_C from below. The output of block 2 enters block 3, which is a long rectangle representing a channel. Block 3 receives a noise signal e_N from below. The output of block 3 is e_{RC} , which enters block 4. Block 4 also receives a feedback signal f_C from below. The output of block 4 is e_R , which enters block 7. Block 7 receives a noise signal $(S/N)_R$ from below. The output of block 7 is e_A , which enters block 6. Block 6 receives a noise signal $(S/N)_A$ from below. The final output of block 6 is e_C .



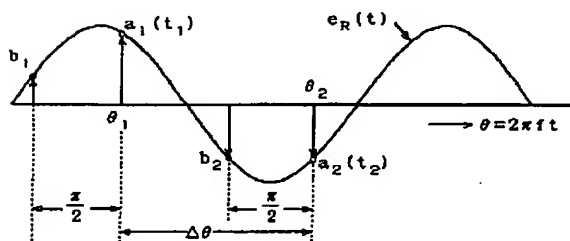
【図 7】



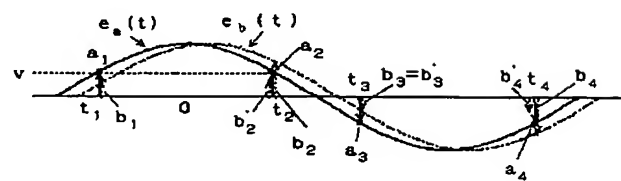
【図 8】



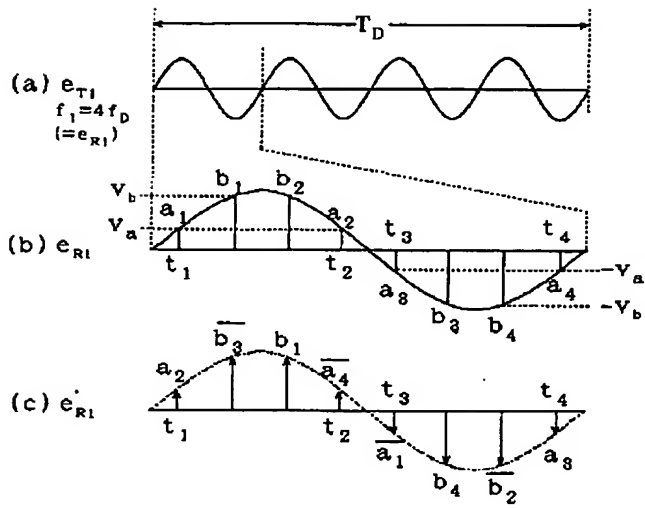
【図 14】



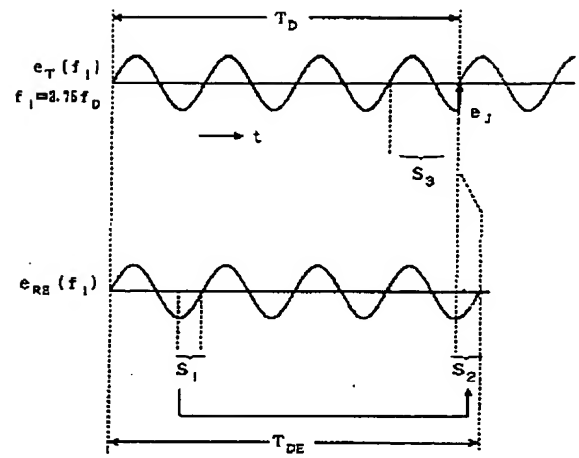
【図 18】



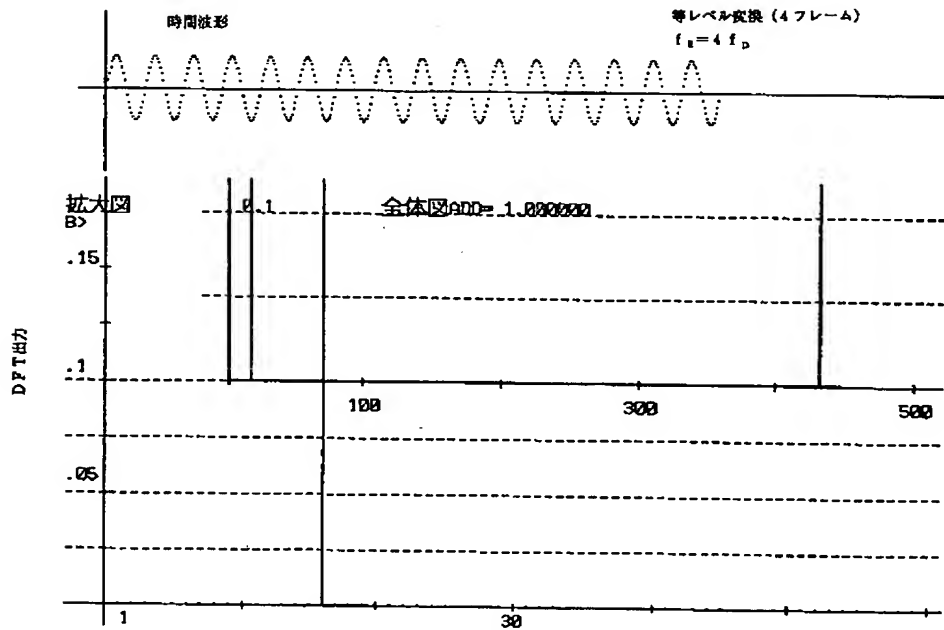
【図10】



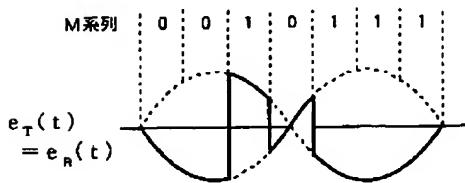
【図16】



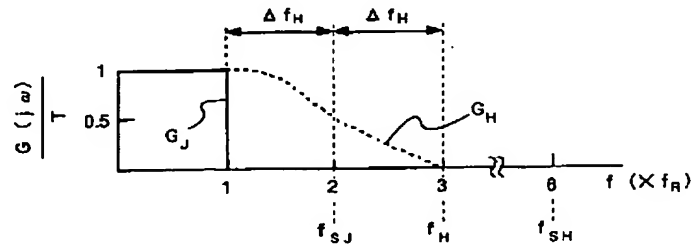
【図11】



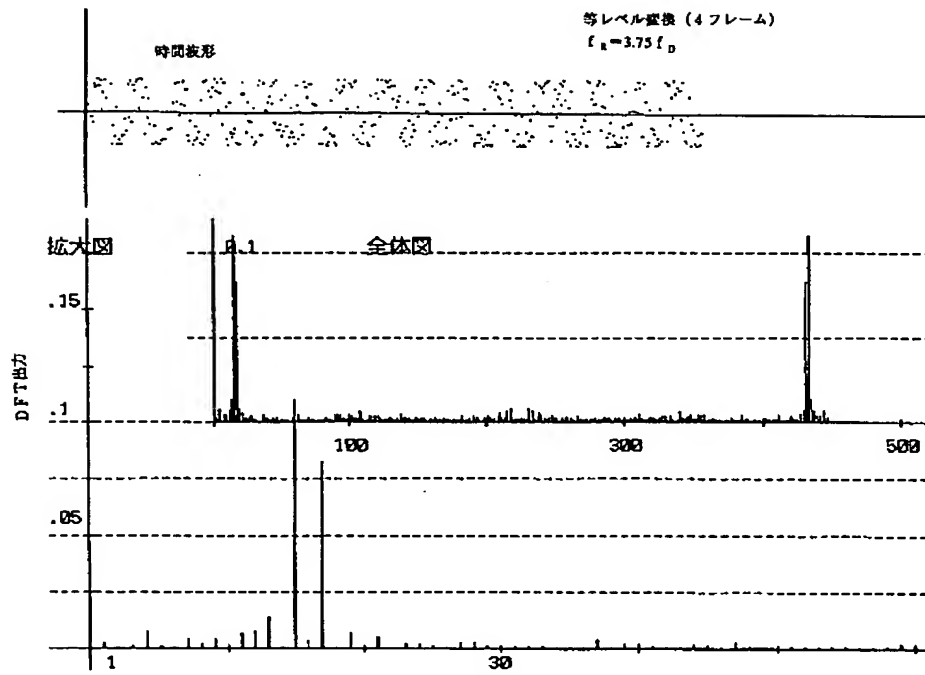
【図26】



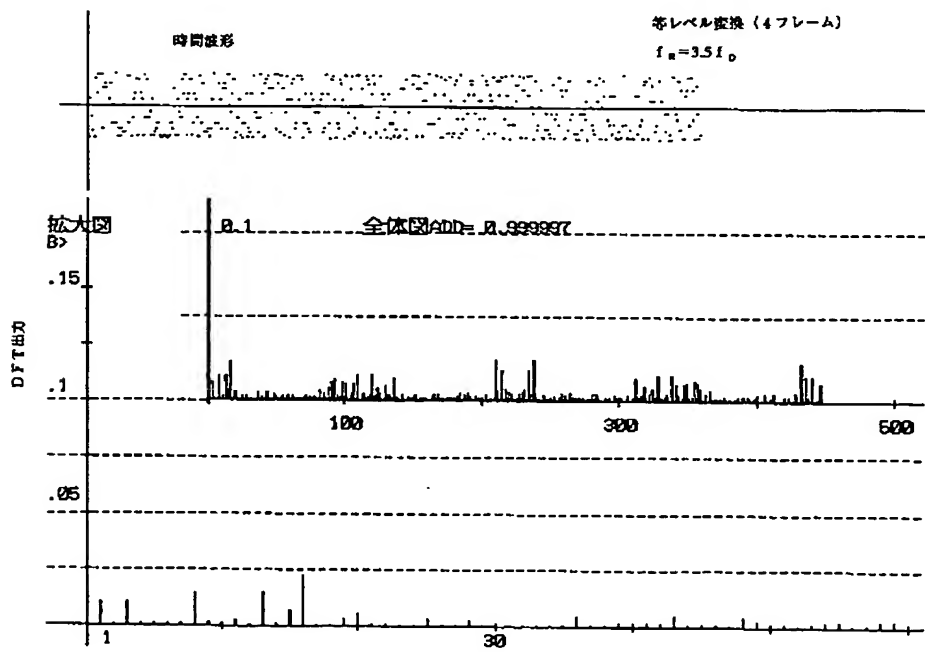
【図29】



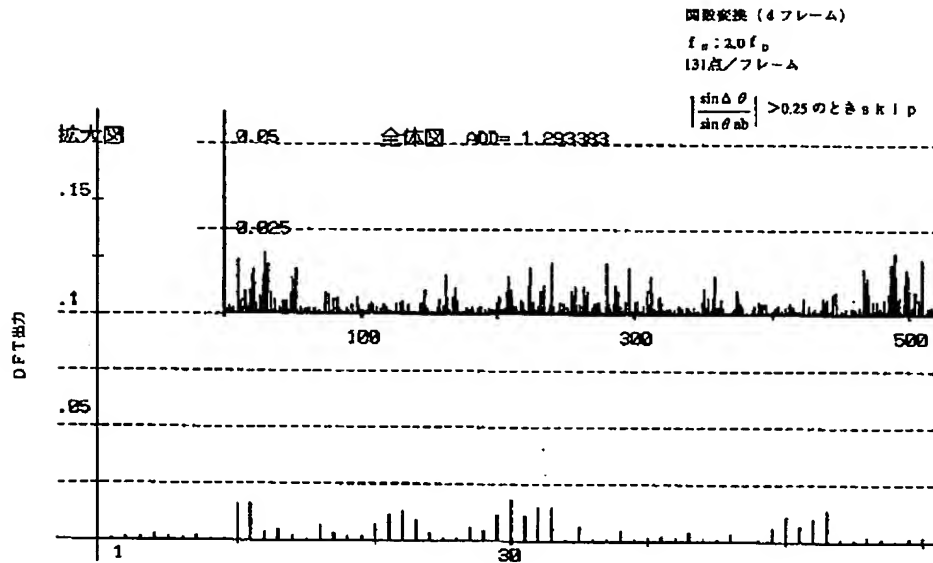
【図12】



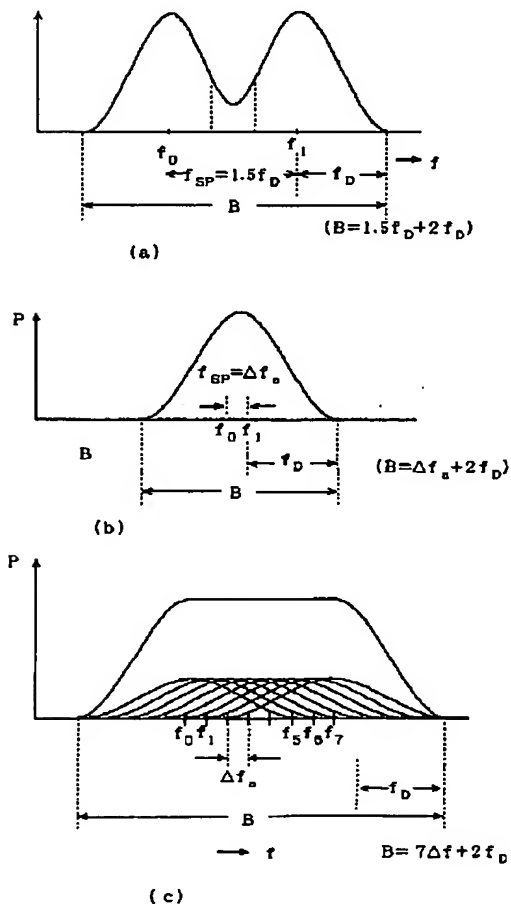
【図13】



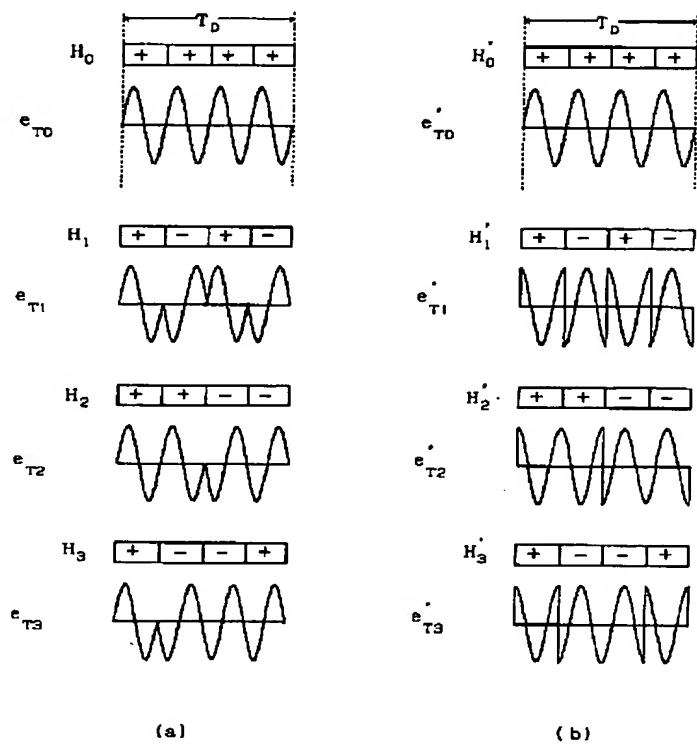
【図 15】



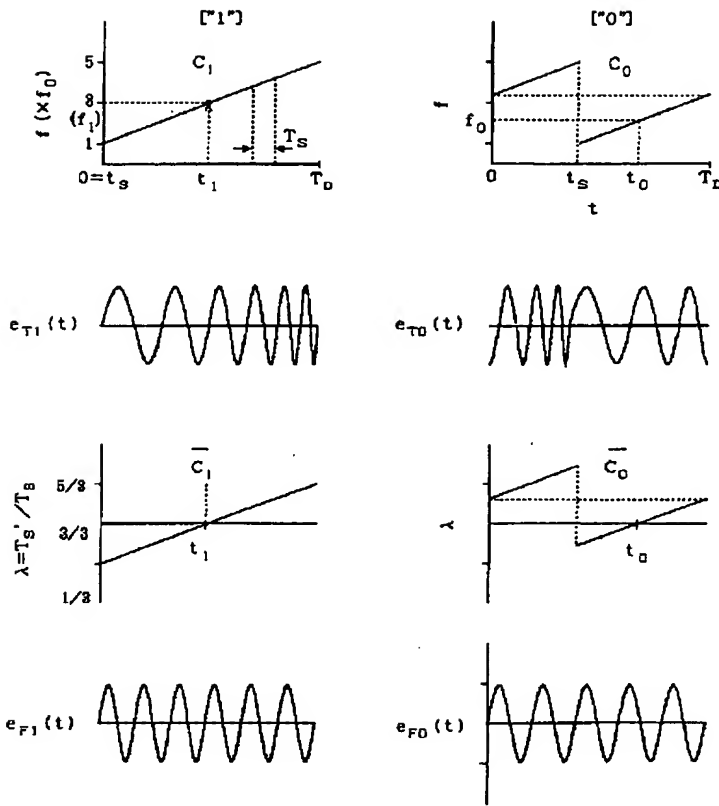
【図 17】



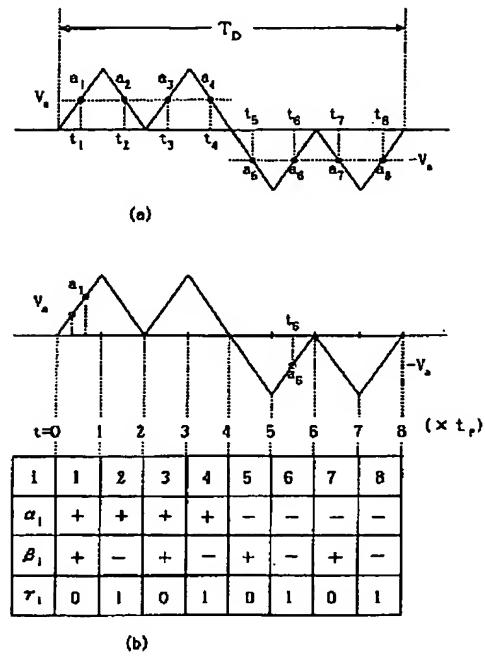
【図 19】



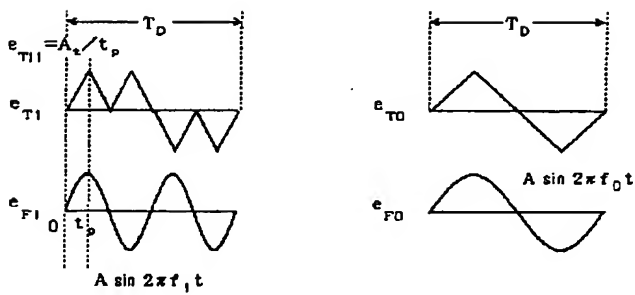
【図 2 0】



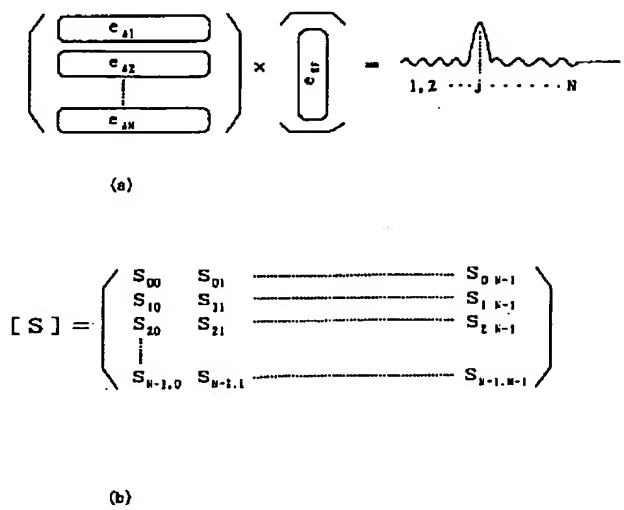
【図 2 2】



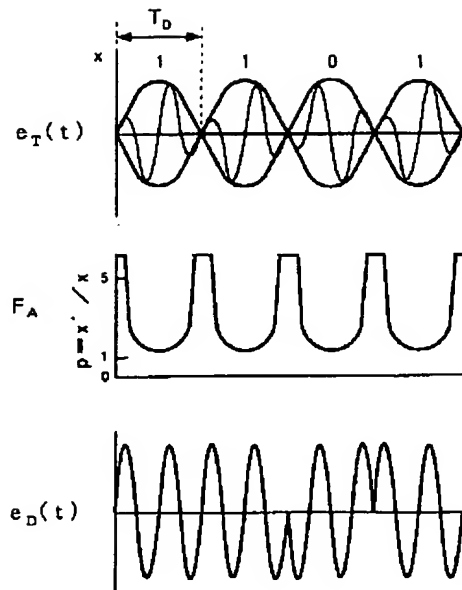
【図 2 1】



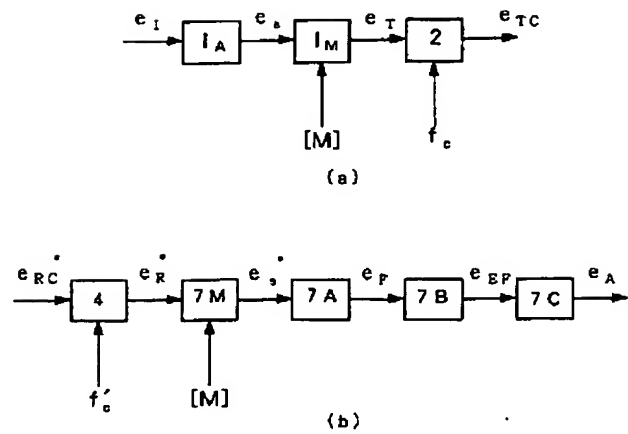
【図 2 3】



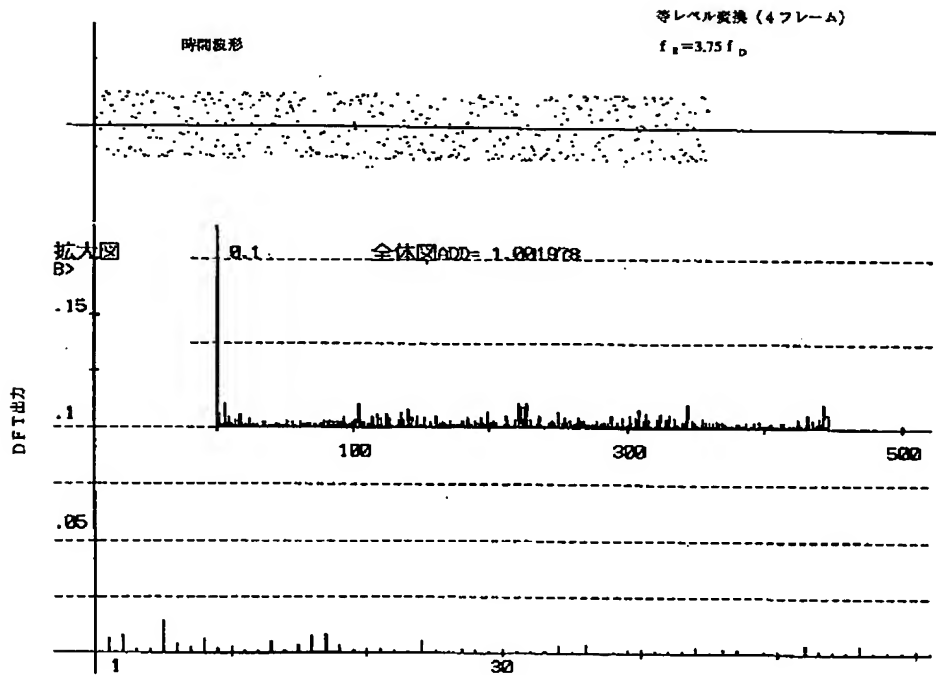
【図24】



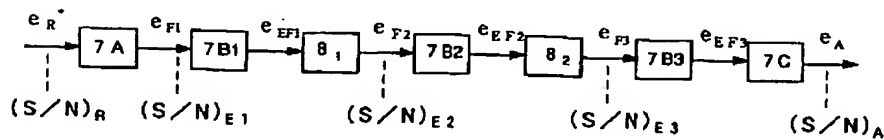
【図25】



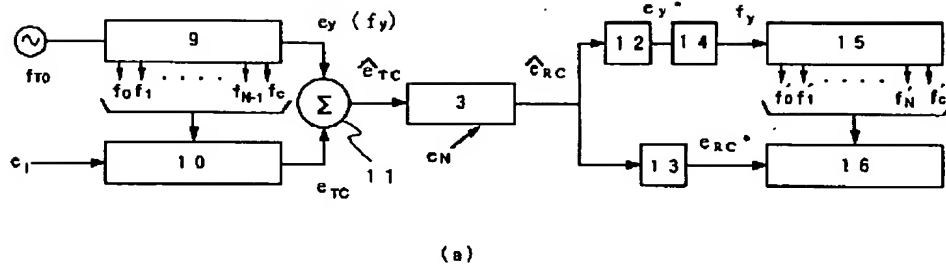
【図27】



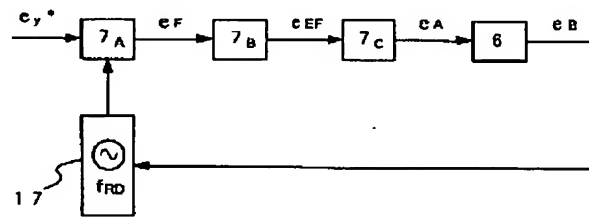
【図28】



【図 3 0】

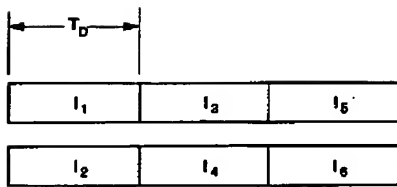


(a)

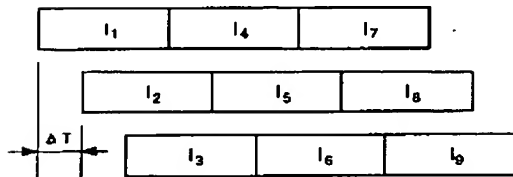


(b)

【図 3 1】

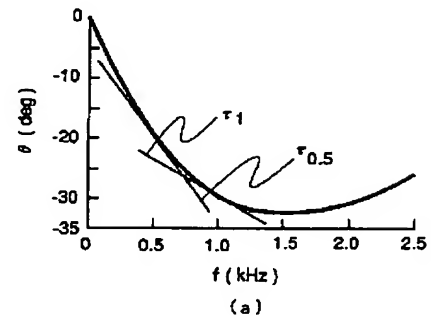


(a)

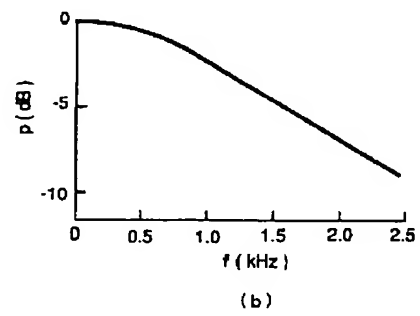


(b)

【図 3 3】

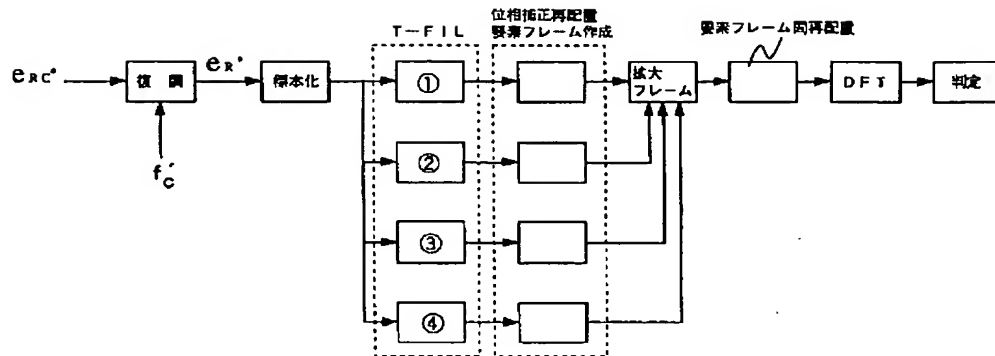


(a)



(b)

【図 3 2】



フロントページの続き

(72)発明者 末広 直樹
茨城県つくば市竹園 3 - 6 - 305 - 103

(72)発明者 内藤 敏勝
神奈川県高座郡寒川町小谷二丁目 1 番 1 号
東洋通信機株式会社内